NUMERI
9-10 • 11-12

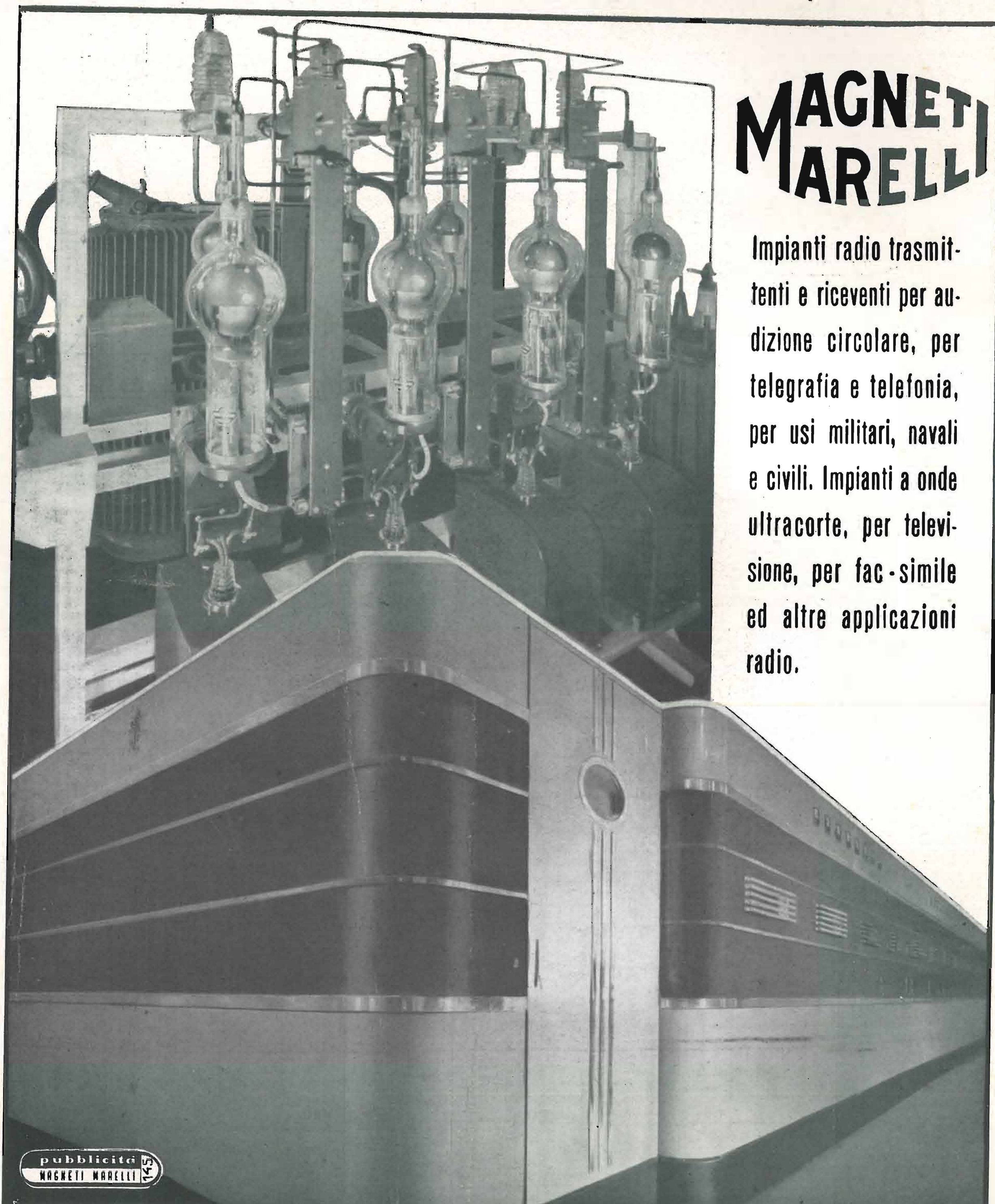
FASCICOLO BIMESTRALE
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo Secondo

MAGGIO - GIUGNO
1944 - XXII

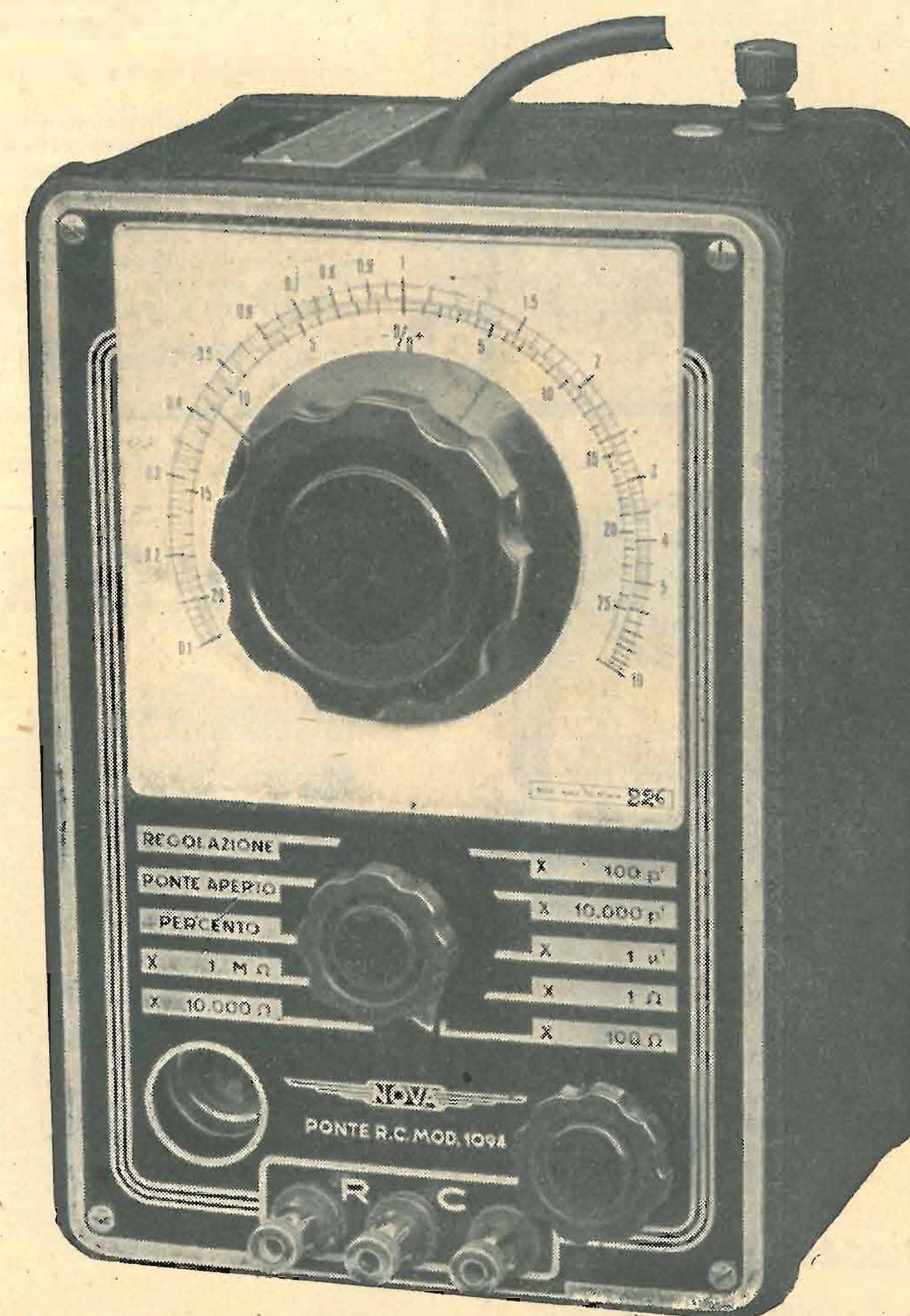
ANNO XVI

l'antenna – LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

LIRE VENTI

Officina Costruzioni Radioelettriche S. A.

Telef. 97-039 - 97-505 MILANO Via Alleanza N. 7

Radio apparecchiature precise

PONTE DI MISURA RC MODELLO 1094

— Prospetti a richiesta —

l'antenna LA RADIO

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227

Abbonamento annuo L. 100 - Semestrale L. 55
Un fascicolo separato L. 5. Questo numero quadruplo L. 20. Estero il doppio

SOMMARIO

Il calcolo e il progetto dei trasformatori di alimentazione

(Continuazione dal N. 5-6-7-8/1944)

dott. ing. DONATO PELLEGRINO (2566)

§ 7. CASO DI UN TRASFORMATORE INDUSTRIALE.

Sebbene il titolo restringa la presente trattazione al caso dei soli trasformatori di alimentazione, cioè di piccoli trasformatori, può capitare di dover eseguire il calcolo di un trasformatore adatto per un alimentatore di grande potenza.

In questo caso è necessario eseguire il progetto completo del trasformatore; compreso, cioè, quello dei lamierini, che nei paragrafi precedenti è stato trascurato, considerando soltanto il caso della progettazione di un piccolo trasformatore per la cui costruzione — come capita realmente al rediotecnico — sono già assegnati i lamierini che egli deve adoperare.

Allo scopo di eliminare qualsiasi limitazione ed esaminare il caso più generale possibile, si suppone di dover progettare un trasformatore monofase da 500 R.VA., del quale — come al solito — non sia nota nè la tensione, nè la corrente; bensì il solo prodotto di questi due parametri. Per questa ragione il progetto ha lo scopo di determinare soltanto le dimensioni generali della macchina e le sue caratteristiche elettriche, quali: le perdite nel rame e nel ferro; le perdite reattive a vuoto e quelle di corto circuito, quindi il rendimento ed il fattore di potenza.

Si supponga, come al solito:

$$\sigma = 250 \text{ Amp./cm}^2$$
$$B = 10.000 \text{ linee/cm}^2$$
$$f = 50 \text{ periodi/secondo.}$$

Eseguendo, com'è logico supporre, gli avvolgimenti su entrambe le colonne del trasformatore, ciascuna di queste dovrà essere progettata per una potenza pari alla metà di quella di targa, cioè per 250 R.VA. Ricavando quindi dalla formola (18) del paragrafo 3, il prodotto $S_f S_r$ e sostituendo ai simboli i rispettivi valori numerici, si ha:

$$S_f S_r = \frac{250 \times 10^3 \times 10^8}{2{,}22 \times 50 \times 250 \times 10^4}$$

$$S_f S_r = 90.400 \qquad (\text{cm}^4)$$

Supponendo che il ferro laminato costi L. 20 al chilogrammo, mentre il rame costi L. 80 al Kg., il rapporto più economico di $\frac{S_r}{S_f}$, calcolato mediante la formola (28) è dato dall'espressione (*)

$$\frac{2\,S_r}{S_f} = \frac{7{,}8 \times 20}{8{,}9 \times 80}$$

$$\frac{2\,S_r}{S_f} = 0{,}22$$

Poichè i valori del rapporto rame/ferro che la pratica

(*) Avendo suddiviso l'avvolgimento in due parti, ciascuna di area S_r, la sezione totale del rame risulta $2\,S_r$.

consiglia sono compresi, come già si è detto, fra 0,3 e 0,6, si assume — allo scopo di rendere il trasformatore il più economico possibile — il limite inferiore. Quindi si porrà:

$$\frac{S_r}{S_f} = 0{,}3$$

Sostituendo nelle precedenti relazioni ai simboli i valori numerici e risolvendo, si ottengono per la sezione del ferro e quella del rame i seguenti valori:

$$S_f = \sqrt{\frac{90400}{0{,}3}}$$

$$S_r = \sqrt{90.400 \times 0{,}3}$$

Ovvero:

$$S_f = 547 \qquad (\text{cm}^2)$$

$$S_r = 165 \qquad (\text{cm}^2)$$

Assumendo la sezione quadra (**) si deducono le dimensioni del nucleo, ovvero lo spessore del pacco e la larghezza del nucleo, eseguendo la radice quadrata di S_f. Quindi si ha:

$$a = s = 23{,}4 \qquad (\text{cm.})$$

Dividendo S_r per il coefficiente di riempimento, si ricava la sezione della finestra. Essa è dunque:

$$\frac{1}{2} S_{fi} = \frac{165}{0{,}3}$$

$$\frac{1}{2} S_{fi} = 550 \qquad (\text{cm}^2)$$

Chiamando h l'altezza e b la larghezza della semifinestra occupata da ciascun avvolgimento, come risulta dalla figura 4 A, si ha:

$$\frac{1}{2} S_{fi} = h\,b$$

Anche qui conviene separare i valori di h e di b assumendo «a priori» un determinato valore del rapporto $\frac{h}{b}$ ed eseguendo il calcolo.

Il valore del rapporto $\frac{h}{b}$ influenza poco il costo e le caratteristiche elettriche della macchina, qualora non sia scelto al di fuori dei limiti che la pratica consiglia, ma influenza soltanto la forma del trasformatore medesimo.

Infatti elevati valori del rapporto $\frac{h}{b}$ danno luogo a trasformatori alti e snelli; viceversa, scegliendo valori bassi per il rapporto $\frac{h}{b}$ si hanno trasformatori bassi e tozzi.

Al rapporto $\frac{h}{b}$ si dà generalmente un valore compreso nell'intervallo $2 \div 5$, assumendo, così per esempio:

$$\frac{h}{b} = 3{,}5$$

si ha per h e b la seguente coppia di valori:

$$h = \sqrt{550 \times 3{,}5}$$

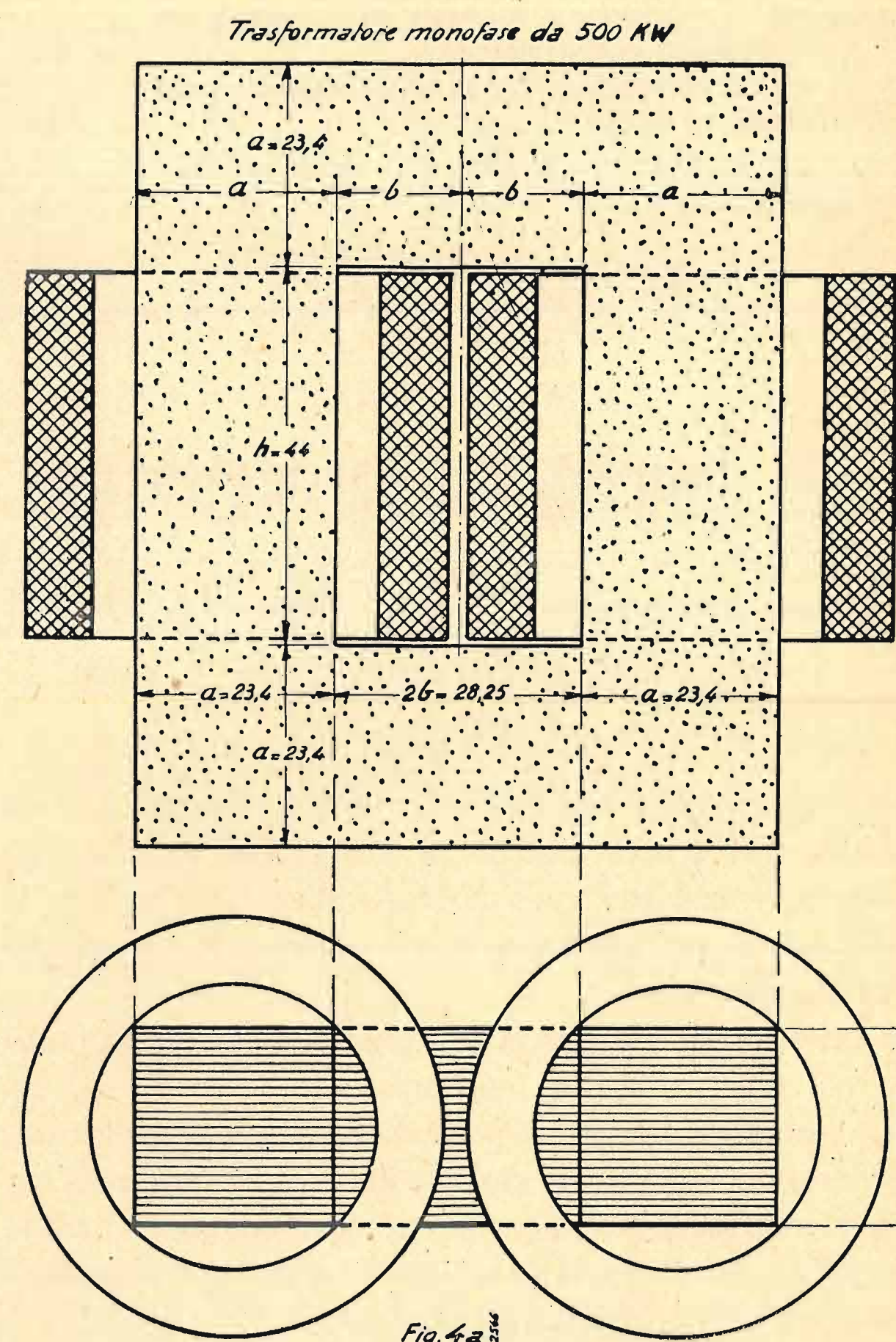
$$b = \sqrt{\frac{550}{3{,}5}}$$

ovvero:

$$\left.\begin{aligned} h &= 44 \\ b &= 12{,}5 \\ 2\,b &= 25 \end{aligned}\right\} \quad (\text{cm.})$$

in cui $2\,b$ — come si è detto — è la larghezza complessiva della finestra.

Fig. 4 a

(**) Nei trasformatori industriali, come si vedrà in seguito, non si costruiscono mai trasformatori con sezione quadra, ma si dà a quest'ultima una forma a croce, che meglio si adatta agli avvolgimenti e meglio utilizza l'ingombro.

Giunti a questo punto, il trasformatore può essere disegnato: esso è infatti mostrato nella fig. 4 A.

PARTE II.

VERIFICA DELLE CARATTERISTICHE ELETTRICHE E MAGNETICHE.

§ 8. PERDITE DEL RAME.

Avendo scelto «a priori» i valori del rendimento e del fattore di potenza, risulta necessario, prima di proseguire il progetto del trasformatore, procedere a un calcolo di verifica.

Si noti che le considerazioni che qui si svolgono hanno carattere generale.

Si è accennato nei paragrafi precedenti che le perdite, per una determinata utilizzazione (cioè per determinati valori di σ e B) sono definite soltanto dalla potenza di targa del trasformatore e non dai parametri tensione/corrente.

Chiamando infatti W_r le perdite nel rame; λ_1, λ_2 e λ_r rispettivamente la lunghezza della spira media degli avvolgimenti primario, secondario e totale, risultano — ritenendo invariate le precedenti notazioni — le seguenti, successive relazioni:

$$W_r = r_1 I_1^2 + r_2 I_2^2$$

$$W_r = \rho\,\sigma^2 [\lambda_1 N_1 s_1 + \lambda_2 N_2 s_2]$$

Da quest'ultima, tenendo presente la formola (12) si deduce:

$$W_r = \rho\,\sigma^2 \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2} S_r \qquad (30)$$

Introducendo la lunghezza della spira media, la relazione (30) si trasforma nel seguente modo:

$$W_r = \rho\,\sigma^2 \lambda_r S_r \qquad (31)$$

Osservando infine che il prodotto $\lambda_r S_r$ rappresenta il volume del rame, si ottiene la seguente, definitiva relazione:

$$W_r = \rho\,\sigma^2 v_r \qquad (32)$$

La formola (32) permette concludere, come si voleva dimostrare, che le perdite nel rame dipendono soltanto dal volume del rame e dal coefficiente di utilizzazione elettrico che si è scelto; sono indipendenti perciò dai parametri tensione/correnti scelti, bensì dipendono esclusivamente dal loro prodotto, cioè dalla potenza di targa della macchina.

La relazione (32), è bene osservare, ha un valore affatto generale nella progettazione delle macchine elettriche.

Nel caso specifico del trasformatore in progetto, la lunghezza media dell'avvolgimento è data da:

$$\lambda_r = 2(a + s_1) + \pi\,b \qquad (32)$$

Sostituendo in questa i valori numerici si ha:

$$\lambda_r = 2(3 + 2{,}50) + 3{,}14 \times 3 = 20{,}42 \qquad (\text{cm.})$$

Quindi:

$$W_r = 0{,}0176 \times 2{,}5^2 \times 20{,}42 \times 6{,}3 \times 10^{-1}\ W_r \cong 14 \qquad (\text{watt})$$

§ 9. PERDITE REALI NEL FERRO.

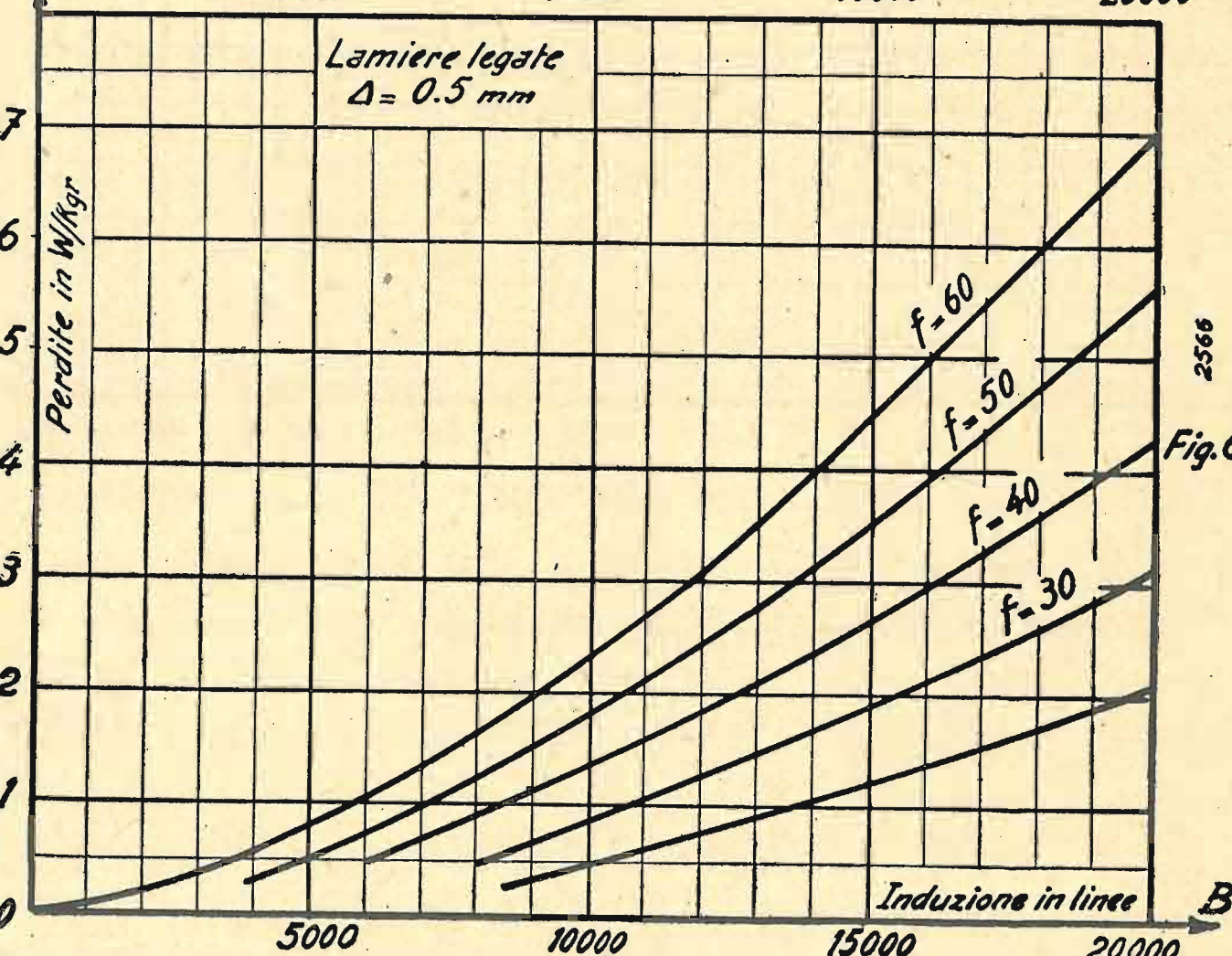
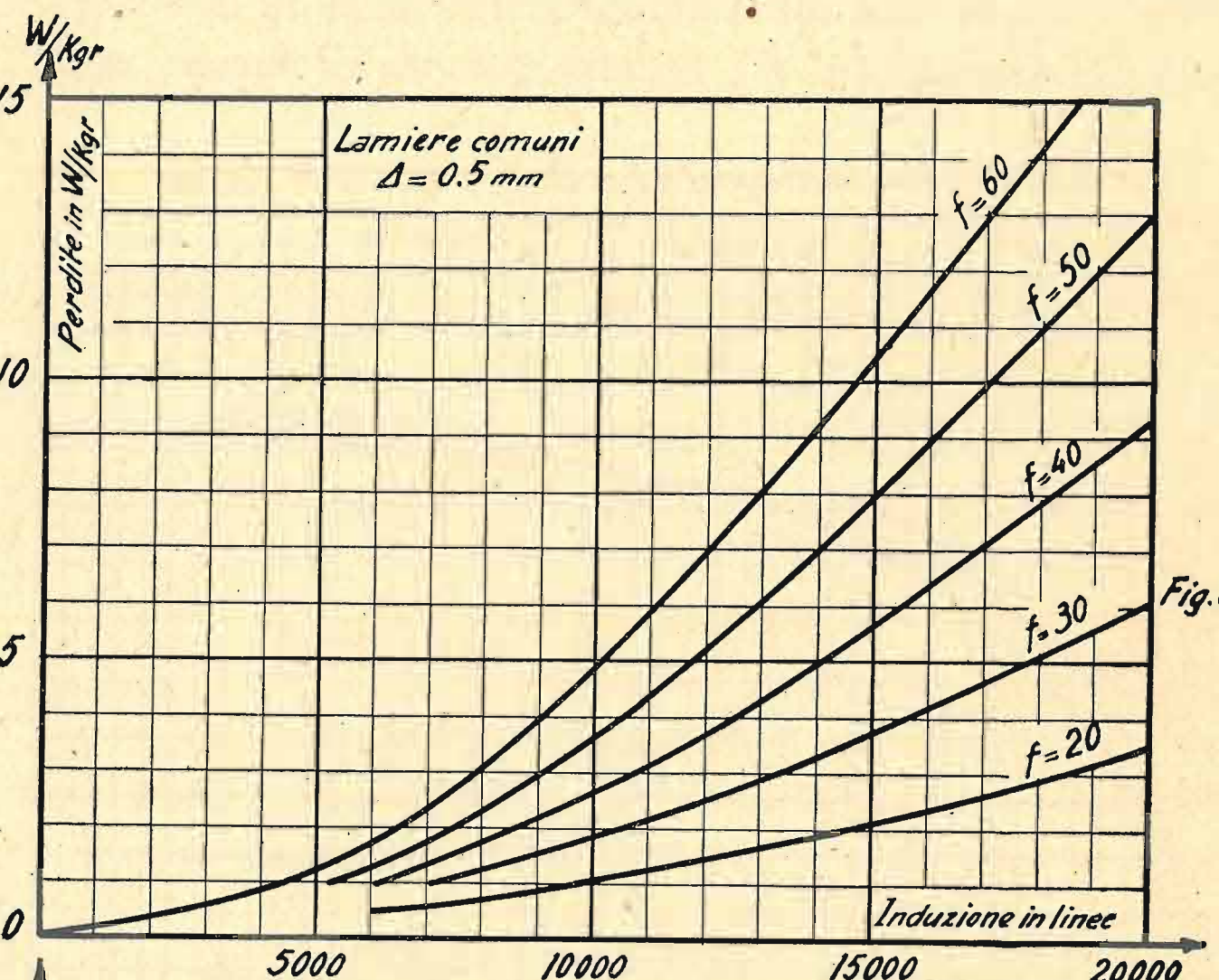
Le perdite nel ferro si distinguono in perdite per correnti parassite e per isteresi magnetica: entrambe si possono ritenere proporzionali al quadrato della tensione.

Le perdite per isteresi magnetica, com'è noto dalla teoria generale, sono proporzionali al volume, quindi al peso del ferro; lo stesso si può ritenere per le correnti parassite. Per questa ragione le case costruttrici di lamierini forniscono con i listini, le curve caratteristiche — per ogni frequenza — delle perdite per chilogrammo in funzione della frequenza, relative ai loro materiali.

Nelle figure 5 e 6 sono riportate due famiglie di tali caratteristiche riferentisi a materiali di qualità media normale.

Dalla figura 5 si può assumere per un lamierino di media qualità un fattore di perdita unitario di 3 Watt per kgr. corrispondente all'induzione assunta di 10.000 linee/cm².

Ciò premesso, risulta per il volume dei nuclei, la seguente relazione:

$$v_n = 2(a \times s \times h) \qquad (33)$$

Nel caso del trasformatore in progetto si ha quindi:

$$v_n = 2(3 \times 2{,}25 \times 7) = 95 \qquad (\text{cm}^3)$$

Il volume delle testate è invece dato da:

$$v_{te} = 2\left[2(a + b) \times \frac{a}{2} \times s\right] \qquad (34)$$

Ovvero:

$$v_{te} = 2(6 \times 3 \times 2{,}25) = 81 \qquad (\text{cm}^3)$$

Il volume totale del ferro è quindi di 176 cm³ ed il peso è:

$$P_f = 0{,}176 \times 7{,}8 = 1{,}370 \qquad (\text{kgr.})$$

Le perdite nel ferro (o perdite a vuoto), risultano ovviamente date dalla seguente relazione:

$$W_f = P_f \times W/kgr. \qquad (35)$$

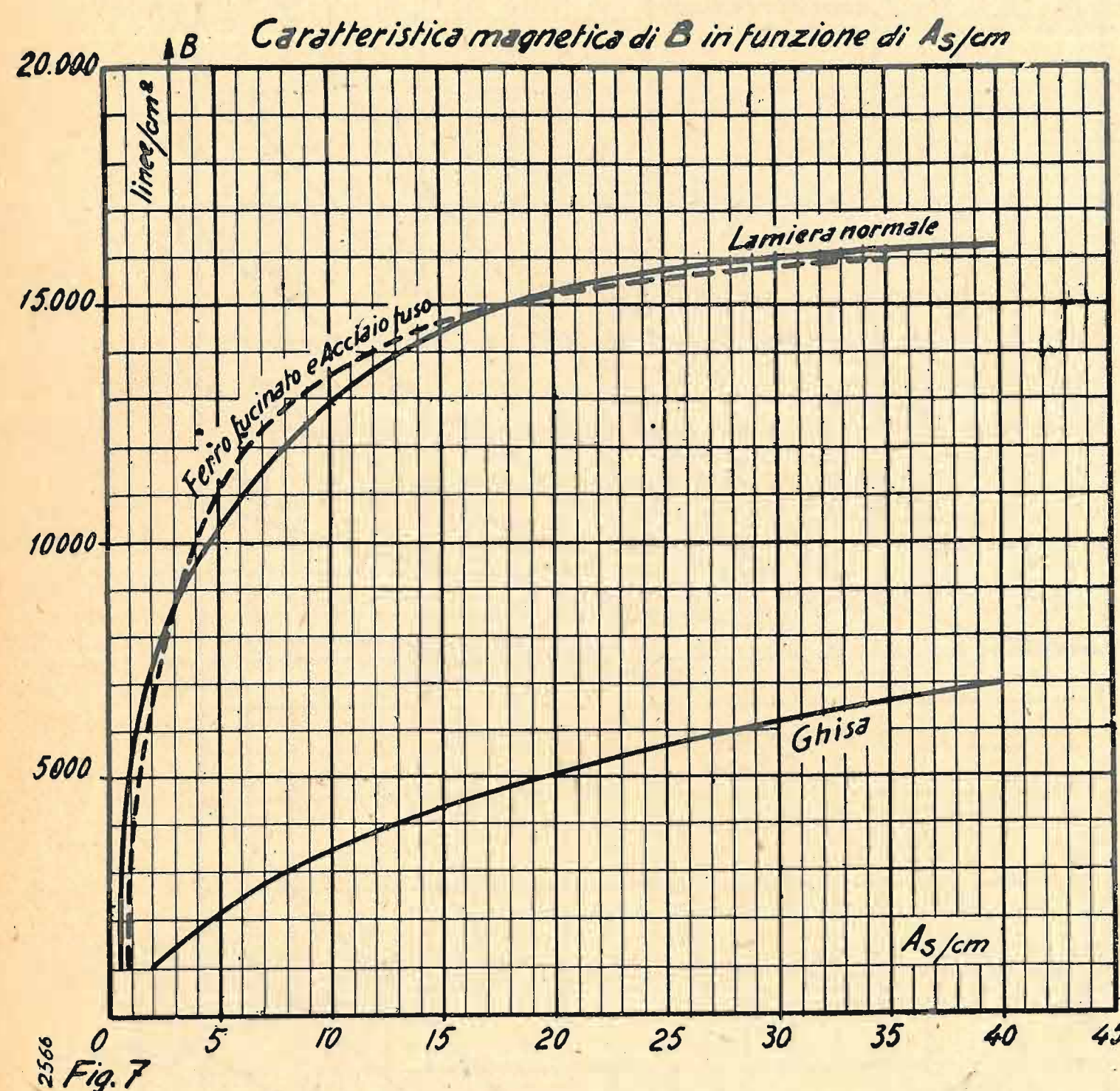
Ovvero:

$$W_f = 3 \times 1{,}370 = 4 \qquad \text{(watt)}$$

§ 10. POTENZA REATTIVA A VUOTO.

E' noto dall'elettrotecnica generale che il trasformatore assorbe anche a vuoto una corrente, detta appunto corrente a vuoto o di eccitazione. Si chiama potenza reattiva a vuoto il prodotto $E\, I_{ecc}$.

Anche qui è facile dimostrare che la potenza reattiva a vuoto dipende soltanto dalle costanti di utilizzazione assunte (σ, B) e dalla potenza di targa; essa

Fig. 7

è invece indipendente dai parametri tensione/corrente. Infatti si può ovviamente scrivere:

$$q_0 = E\, I_{ecc.} \qquad (36)$$

$$q_0 = \frac{E}{N_1} \times N_1\, I_{ecc.} \qquad (37)$$

Il rapporto $\frac{E}{N_1}$ rappresenta i volt/spira; esso, ricavato dalla formola (4), risulta ovviamente espresso dalla seguete relazione:

$$e = 4{,}44\, f\, \Phi\, 10^{-8} \qquad (38)$$

ed è, come si vede, indipendente dalle caratteristiche dell'avvolgimento.

Nel caso del trasformatore in esame si ha:

$$e = 4{,}44 \times 42 \times (3 \times 2{,}25) \times 10^{-4} \qquad \text{(volt/spira)}$$

$$e = 0{,}126 \qquad \text{(volt/spira)}$$

Il prodotto $N_1\, I_{ecc.}$ che compare nella formola (37), rappresenta le amperspire totali $A\, s$ a vuoto richieste dal trasformatore; sicchè la relazione (37) si può trasformare nel seguente modo:

$$q_0 = e\, A\, s \qquad (39)$$

Il valore di As dipende soltanto dalla lunghezza del circuito magnetico del trasformatore e dalle amperspire per centimetro corrispondenti all'induzione scelta. Il numero delle As/cm occorrenti, in funzione dell'induzione, costituisce una caratteristica speciale della bontà del materiale adoperato ed è indipendente dalla tensione e dalla corrente assunte.

Infatti il valore di $As/cm.$ in funzione di B è un dato primitivo per il progetto di qualsiasi macchina elettrica e deve essere trovato sperimentalmente volta per volta, a seconda del materiale adoperato.

Nella seguente tabella sono riportati i valori di As/cm in funzione di B per materiali di qualità media normale; nella figura 7 sono riportate, sotto forma di diagrammi, le caratteristiche magnetiche di detti materiali.

Tabella dei valori di *B* in funzione di *As/cm* per prodotti di qualità media normale.

Ferro fucinato e Acciaio fuso		Ghisa		Lamiere normali		Ferro al silicio	
B	*As/cm*	*B*	*As/cm*	*B*	*As/cm*	*B*	*As/cm*
1000	0.7	1000	2	1000	0.45	1000	0.8
2000	0.9	2000	4.5	2000	0.5	2000	1
3000	1	3000	8	3000	0.6	3000	1.25
4000	1.2	4000	13	4000	0.7	4000	1.45
5000	1.4	5000	20	5000	0.9	5000	1.6
6000	1.7	6000	28	6000	1.3	6000	1.8
7000	2.2	7000	40	7000	1.7	7000	2
8000	2.7	8000	55	8000	2.3	8000	2.5
9000	3.2	9000	80	9000	3.3	9000	3.1
10000	4	10000	110	10000	4.7	10000	4
11000	5	11000	150	11000	6.3	11000	5
12000	6.2	12000	200	12000	8	12000	7
13000	8.5	—	—	13000	10.5	13000	12
14000	12	—	—	14000	13.5	14000	23
15000	20	—	—	15000	18	15000	40
16000	35	—	—	16000	31	16000	75
17000	60	—	—	17000	52	17000	140
18000	100	—	—	18000	90	18000	240
19000	160	—	—	19000	148	—	—
20000	250	—	—	20000	300	—	—
21000	400	—	—	21000	460	—	—
22000	750	—	—	22000	670	—	—

Detta λ_f la lunghezza della media linea magnetica, si hanno ovviamente le seguenti relazioni:

$$As = \lambda_f \times As/cm. \qquad (40)$$

$$q_0 = e \times \lambda_f \times As/cm. \qquad (41)$$

Assumendo, per lamierini di qualità media normale, il valore di 5 amperspire per centimetro, ed essendo la lunghezza della media linea magnetica:

$$\lambda_f = 2(a + b + h) \qquad (42)$$

$$\lambda_f = 2(3 + 3 + 7) = 26 \qquad \text{(cm.)}$$

si ha:

$$As = 26 \times 5 = 130 \qquad \text{(amperspire)}$$

$$q_0 = 130 \times 0{,}126 = 16{,}40 \qquad \text{(watt)}$$

§ 11. POTENZA REATTIVA DI C.C.

Ha origine dal fatto che non tutto il flusso generato dall'avvolgimento primario, a causa delle dispersioni, si concatena col secondario. Occorre quindi calcolare la reattanza **X** dell'avvolgimento primario che, dall'elettrotecnica generale, risulta espressa dalla seguente relazione:

$$X = 7{,}9\, \frac{\lambda_r}{h'}\, f\, N^2\, \frac{b}{3}\, 10^{-8} \qquad (43)$$

in cui h' rappresenta l'altezza reale dell'avvolgimento, cioè l'altezza della finestra diminuita del doppio spessore del rocchetto e dell'aria (vedasi fig. 3).

Ciò premesso si ha per la potenza reattiva a pieno carico la seguente espressione:

$$X\, I^2 = 7{,}9\, \frac{\lambda_r}{h'}\, \frac{b}{3}\, f\, N_1^2\, I_1^2 \times 10^{-8} \qquad (44)$$

Il prodotto $N_1\, I_1$ che compare nella formola (44) fornisce le amperspire a pieno carico; esso, come al solito, è indipendente dai parametri tensione/corrente. Infatti si può ovviamente scrivere:

$$N_1\, I_1 = (N_1\, S_1)\, \sigma = \frac{S_r}{2}\, \sigma \qquad (45)$$

Sostituendo nella relazione (45) i valori numerici, si ha:

$$N_1\, I_1 = \frac{6{,}30}{2} \times 2{,}5 \times 10^2 = 788 \qquad \text{(amperspire)}$$

Quindi risulta per la $X\, I^2$ il seguente valore numerico:

$$X\, I^2 = 7{,}9 \times \frac{20{,}42}{6{,}6} \times 42 \times \frac{3}{3} \times 788^2 \times 10^{-8}$$

$$X\, I^2 = 6{,}5 \qquad \text{(VA)}$$

La potenza reattiva totale è data dalla somma di quella a vuoto (di magnetizzazione) e quella a pieno carico (reattiva); sicchè si deduce:

$$q = q_0 + X\, I^2 \qquad (46)$$

$$q = 16{,}40 + 6{,}5 \cong 23 \qquad \text{(VA.)}$$

§ 12. VERIFICA DEI FATTORE DI POTENZA E DEL RENDIMENTO.

La potenza reale, come già si è detto, è data dalla formola (1), ovvero da:

$$W = V\, I \cos\varphi \qquad (watt) \qquad (1)$$

La potenza reattiva, invece, come insegna l'elettrotecnica generale, è data da:

$$q = V\, I\, sen\,\varphi \qquad (VA.) \qquad (47)$$

Componendo le due relazioni si ha ovviamente:

$$W^2 + q^2 = (V\, I)^2 \qquad (48)$$

Da quest'ultima relazione si deduce subito:

$$W = \sqrt{(V\, I)^2 - q^2}$$

Sostituendo in questa formola i valori numerici già trovati, si deduce che la potenza che il trasformatore assorbe dalla linea è:

$$W_1 = \sqrt{(100)^2 - 23^2} = 97 \qquad \text{(watt)}$$

Tenendo presente la relazione (1) si deduce che il valore del fattore di potenza è:

$$\cos\varphi = 0{,}97$$

Poichè le perdite reali del trasformatore sono:

$$p = W_r + W_f \qquad (50)$$

$$p = 14 + 4 = 18 \qquad \text{(watt)}$$

si ottiene la potenza resa detraendo questa dalla potenza assorbita; sicchè risulta:

$$W_2 = W_1 - p \qquad (51)$$

$$W_2 = 97 - 18 = 79 \qquad \text{(watt)}$$

Infine, essendo il rendimento uguale al rapporto fra la potenza resa e quella assorbita, risulta:

$$\eta = \frac{W_2}{W_1} \qquad (52)$$

$$\eta = \frac{79}{97} \cong 0{,}815$$

I valori sopra dedotti dimostrano che il trasformatore è migliore di quanto era stato previsto nel calcolo di prima approssimazione.

§ 13. TRASFORMATORI NORMALI.

Giunti a questo punto, il progetto del trasformatore è praticamente terminato; non rimane, infatti, che la verifica del coefficiente di riempimento α.

Il calcolo di quest'ultimo, come già si è detto, si può fare soltanto in linea generale, poichè nel caso particolare l'influenza di molteplici fattori imponderabili introduce notevole incertezza.

Occorrerà infatti tener presente il modo con cui l'avvolgimento è fatto (se a mano, oppure a macchina); la bontà della macchina avvolgitrice che si adopera; la capacità dell'operaio che esegue l'avvolgimento; la bontà del materiale isolante adoperato, che può permettere di ridurre gli spessori degli isolanti, oppure no; infine il grado di isolamento che si desidera ottenere.

La valutazione di questi elementi è difficile, perciò il costruttore, dopo aver costruito un certo numero di trasformatori, dovrà controllare e ricavarsi il coefficiente di riempimento che egli è in grado di poter realizzare con sufficiente larghezza; senza cioè dover ricorrere a costose acrobazie.

Ciò che si vuol qui sottolineare è che i risultati finora raggiunti permettono di ricavare già la tabella dei trasformatori normali, classificati a seconda della potenza. Questa tabella è indispensabile ai costruttori ed è d'uopo prepararla, fornendola in dotazione ai laboratori della fabbrica.

Per questa ragione riteniamo opportuno — prima di

Tabella dei normali trasformatori.

Potenza di targa $(V. A.)$	100	200	300
Frequenza $(Hz.)$	42	42	42
Tipo di lamierino	XX	XX	XX
Spessore Δ (mm)	0.5	0.5	0.5
Sezione della finestra $S_{fl} = h \times b$ (cm^2)	21	21	21
Coefficiente di riempimento α	0.3	0.3	0.3
Sezione del rame $S_r = \alpha \times S_{fl}$ (cm^2)	6.3	6.3	6.3
Sezione del ferro $S_f = \frac{0.4289}{S_r} \times (V.A.)$ (cm^2)	6.8	13.6	20.4
Spessore del pacco $s = \frac{S_f}{a}$ (cm)	2.25	4.50	6.75
Spessore lordo $s_l = \beta \times s$ (cm)	2.5	5	7.50
Numero dei lamierini $N = 10 \times \frac{s}{\Delta}$	45	90	135
Spira media $\lambda_r = 2(a + s_l) + \pi b$ (cm)	20.40	26	30.5
Linea media $\lambda_f = 2(\alpha + b + h)$ (cm)	26	26	26
Peso dei nuclei $P_n = 7.8 \times 2 \times (a \times s \times h) \times 10^{-3}$ (Kg)	0.720	1.440	2.160
Peso delle testate $P_{te} = 7.8 \times 2(a + b)\, a \times s \times 10^{-3}$ (Kg)	0.630	1.260	1.890
Peso del ferro $P_f = P_n + P_{te}$ (Kg)	1.350	2.700	4.050
Peso del rame $P_r = 8.9 \times \lambda_r \times S_r \times 10^{-3}$ (Kg)	1.140	1.450	1.710
Peso totale $P = P_f + P_r$ (Kg)	2.490	4.150	5.760
Induzione B $(linee/cm^2)$	10000	10000	10000
Densità di corrente σ $(Amp./mm^2)$	2.5	2.5	2.5
Amper-spire/cm (dalla curva di magnetizzazione) (A_s/cm)	5	5	5
Perdite per Kg. nel ferro (dalle curve caratteristiche) (W_f/Kg)	3	3	3
Amper-spire a vuoto $A_s = \lambda_f \times A_s/cm$	130	130	130
Amper-spire sotto carico $NI = \frac{S_r}{2}\sigma$	788	788	788
Volt per spira $e = 4{,}44 \times f \times \Phi \times 10^{-8}$ $(volt)$	0.126	0.252	0.378
Potenza reattiva a vuoto $q_0 = e \times A_s$ $(V.A.)$	16.40	32.80	49.20
Potenza reattiva di C. C. $XI^2 = 7.9 \times \frac{\lambda_r}{h'} \times \frac{b}{3} \times f \times (NI)^2 \times 10^{-8}$ $(V. A.)$	6.5	8.30	9.70
Potenza reattiva totale $q = q_0 + XI^2$ $(V. A.)$	22.90	41.10	58.90
Potenza reale assorbita $W_1 = \sqrt{(V. A.)^2 - q^2}$ $(watt)$	97	195.5	294
Fattore di potenza $\cos\varphi = \frac{W_1}{V \times I}$	0.97	0.978	0.98
Perdite nel rame $W_r = P \times \sigma^2 \times \lambda_r \times S_r$ $(watt)$	14	18	21
Perdite nel ferro $W_f = P_f \times W/Kg$ $(watt)$	4	8	12
Perdite totali $W_p = W_r + W_f$ $(watt)$	18	26	33
Potenza resa $W_2 = W_1 - W_p$ $(watt)$	79	174	267
Rendimento $\eta = \frac{W_2}{W_1}$	0.815	0.87	0.89

completare il calcolo del trasformatore in esame — riunire sotto forma tabellare, in modo razionale ed organico, i dati finora acquisiti.

§ 14. Caso del trasformatore industriale.

Con l'aiuto della tabella dei Normali Trasformatori si continua qui — allo scopo di completare la trattazione generale — il calcolo del trasformatore industriale da 500 k. VA., interrotto nel paragrafo 7.

Nel caso dei trasformatori industriali, essendo gli avvolgimenti costituiti da piattine di rame, la forma dei medesimi non può che essere circolare; sicchè la lunghezza della spira media vedasi fig. 4 A è uguale a quella della circonferenza avente per diametro la diagonale del quadrato il cui lato è uguale alla dimensione del nucleo, più lo spessore dell'avvolgimento. Si ha così:

$$\lambda_r = \pi\,(1{,}41\,a + b)$$

Naturalmente questo è vero soltanto per la sezione quadra; si vedrà in seguito come si modifica detta formola nel caso di un trasformatore con sezione a croce.

Sostituendo i valori numerici, la spira media risulta:

$$\lambda_r = 3{,}14\,(1{,}41 \times 23{,}4 + 12{,}5)$$

$$\lambda_r = 142 \qquad \text{(cm.)}$$

Per la linea media risulta ovviamente dalla figura 4A la seguente espressione:

$$\lambda_f = 4a + 4b + 2h$$

Sostituendo anche qui i valori numerici, si ha successivamente:

$$\lambda_f = 4 \times 23{,}4 + 4 \times 12{,}5 + 2 \times 44$$

$$\lambda_f = 231 \qquad \text{(cm.)}$$

Giunti a questo punto è possibile calcolare con maggiore approssimazione il rapporto $\frac{S_r}{S_f}$ che rende minimo il costo della macchina, mediante l'uso della formola (27), analogamente a quanto si è già fatto per il calcolo di prima approssimazione.

Infatti è possibile scrivere:

$$2\,S_r/S_f = \frac{7{,}8 \times F \times \lambda_f}{8{,}9 \times R \times \lambda_r}$$

ovvero:

$$\frac{2\,S_r}{S_f} = \frac{7{,}8 \times 20 \times 231}{8{,}9 \times 80 \times 142}$$

$$\frac{S_r}{S_f} = 0{,}18$$

Si mantiene quindi per il rapporto $\frac{S_r}{S_f}$ il valore 0,3 già assunto in principio.

L'uso della tabella, oltre a riunire in modo evidente i risultati raggiunti, permette di raggruppare in modo razionale, a misura che occorrano, tutte le costanti e le formole di progetto, nonchè quelle di verifica; sicchè il progettista non è costretto a ricorrere alla memoria, come pure a lunghe consultazioni ed elaborazioni. L'uso della tabella è perciò vivamente raccomandato, specialmente alle grandi case costruttrici ed ai fabbricanti.

Essendo nel caso dei trasformatori industriali monofasi (con nucleo non a mantello) il circuito magnetico a sezione costante, il volume totale del ferro è uguale al prodotto della sezione per la linea media; sicchè si può scrivere:

$$V_f = S_f\,\lambda_f \qquad \text{(cm}^3\text{)}$$

Il peso complessivo del ferro è quindi dato da:

$$P_f = 7{,}8\,S_f\,\lambda_f\,10^{-3} \qquad \text{(Kgr.)}$$

Ovvero:

$$P_f = 7{,}8 \times 547 \times 231 \times 10^{-3}$$

$$P_f = 980 \qquad \text{(Kgr.)}$$

Analogamente si ha per il peso del rame:

$$P_r = 2 \times 8{,}9 \times S_r\,\lambda_r \times 10^{-3} \qquad \text{(Kgr.)}$$

$$P_r = 2 \times 8{,}9 \times 165 \times 142 \times 10^{-3}$$

$$P_r = 420 \qquad \text{(Kgr.)}$$

Il costo del trasformatore (considerando soltanto il costo del materiale, senza quello delle spese generali) è dunque:

$$C = 420 \times 80 + 980 \times 20$$

$$C = 53.200 \qquad \text{(lire)}$$

Adoperando buoni lamierini al silicio che perdano soli 2 watt per Kgr. e che richiedano 5 amperspire di eccitazione per ogni centimetro lineare di sviluppo del circuito magnetico, si hanno dalle formole (38), (40) e (41) le seguenti espressioni per i volt/spira, per le amperspire a vuoto e per la potenza reattiva a vuoto, per ciascun elemento:

$$e = 4{,}44 \times 50 \times (10^4 \times 547) \times 10^{-8} \qquad \text{(volt)}$$

$$As = 231 \times 5 \qquad \text{(per elemento)}$$

$$q_0 = e \times As \qquad \text{(VA.)}$$

Ovvero:

$$e = 12{,}1 \qquad \text{(volt/spira)}$$

$$As = 1155 \qquad \text{(Amp.} \times \text{spire)}$$

$$q_0 = 14000 \qquad \text{(VA.)}$$

Le amperspire sotto carico, conformemente alla formola (45) sono date da:

$$N_1\,I_1 = \frac{165}{2} \times 250$$

$$N_1\,I_1 = 20.700 \qquad \text{(Amperspire/elemento)}$$

La potenza reattiva di *C. C.*, secondo la formola (44) è data da:

$$X\,I^2 = 7{,}9 \times \frac{142}{40} \times \frac{12{,}5}{3} \times 50 \times \overline{20.700}^2 \times 10^{-8}$$

in cui il denominatore 40 che compare nel secondo membro di detta espressione è l'altezza netta dell'avvolgimento, ovvero l'altezza della finestra diminuita di qualche centimetro, allo scopo di introdurre con maggiore comodità il nucleo negli avvolgimenti.

Eseguendo le operazioni indicate, risulta:

$$X\,I^2 = 25.000 \qquad \text{(VA./elemento)}$$

La potenza reattiva totale è data dalla seguente espressione:

$$q = 14.000 + 2 \times 25.000$$

$$q = 64.000 \qquad \text{(VA.)}$$

La potenza reale che il trasformatore richiede alla linea, a pieno carico OHMICO, conformemente alla formola (49) è data dalla seguente espressione:

$$W_1 = \sqrt{(500)^2 - (64)^2}$$

$$W_1 = 494 \qquad \text{(Watt)}$$

Il fattore di potenza è quindi:

$$\cos\varphi = \frac{494}{500}$$

$$\cos\varphi = 0{,}988$$

Le perdite nel rame, secondo la formola (31) sono date dalla seguente espressione:

$$W_r = 0{,}0176 \times \overline{2{,}5}^2 \times 1{,}42 \times 16.500$$

$$W_r = 2.580 \qquad \text{(Watt/elemento)}$$

Analogamente, per le perdite nel ferro, dalla formola (35) si ricava:

$$W_f = 980 \times 2$$

$$W_f = 1.960 \qquad \text{Watt)}$$

Le perdite totali sono quindi:

$$W_t = 5.160 + 1.960$$

$$W_t = 7,\,120 \qquad \text{(K. W.)}$$

La potenza (utile) erogata dal secondario è quindi:

$$W_2 = 494 - 7{,}12$$

$$W_2 = 486{,}88 \qquad \text{(K. W.)}$$

Infine il rendimento è dato da (*)

$$\eta = \frac{W_2}{W_1}$$

$$\eta = \frac{486{,}88}{494}$$

$$\eta = 0{,}988$$

(*) E' noto che nei grandi trasformatori industriali ben progettati, il rendimento è sempre molto elevato e raggiunge spesso il 99%. In alcuni casi — nei trasformatori di elevatissima potenza — il rendimento può raggiungere anche il 99,5%. Il fattore di potenza è anch'esso molto elevato, avendo scelto una bassa induzione (trasformatore costoso); infatti nei normali trasformatori si pone generalmente:

$$B = 12.000 \qquad \text{(linee/cm}^2\text{)}$$

(continua)

UNA NOVITÀ PER I CULTORI DELLA RADIO

L'emissione elettronica dai catodi

dott. A. BORSELLINO (2670/4)

SOMMARIO. — *Dopo un richiamo introduttivo sui vari tipi di catodi e sui processi di attivazione, vengono esaminati in generale i vari fattori che determinano la fuoriuscita di elettroni da un conduttore riscaldato. Successivamente viene esaminato il caso dei metalli puri e a pellicola superficiale e infine quello degli ossidi di metalli alcalino-terrosi (semiconduttori da impurità). Si mostra come, alla luce delle moderne vedute, il processo di attivazione per gli ultimi due tipi ha funzioni essenzialmente diverse.*

I. PREMESSA.

In questa esposizione ci proponiamo di esaminare il meccanismo secondo cui un conduttore sufficientemente riscaldato emette elettroni. E' questo il fenomeno che si sfrutta nei catodi delle valvole elettroniche e la sua scoperta è stata il punto di partenza di una lunga serie di studi e di utili applicazioni. Le prime osservazioni, fatte da Becquerel nel 1853 e da altri, sull'emissione di cariche elettriche nell'aria da parte di un conduttore caldo, rimasero senza seguito a causa di complicazioni secondarie dovute alla presenza dell'aria. Edison 30 anni dopo riscoprì l'effetto nel vuoto, tra il filamento di una lampada ad incandescenza ed una placchetta affacciata; Preece e Fleming (il costruttore del primo diodo), caricando la placchetta, accertarono trattarsi di cariche negative. Fu Thomson poi (1899) che, con le sue esperienze di deviazione magnetica, stabilì definitivamente trattarsi di elettroni, cioè delle stesse particelle ben note dallo studio dei raggi catodici.

Di lì a poco (1901) Richardson diede la teoria del fenomeno, basandosi sulla teoria elettronica dei metalli e sulla teoria cinetica di Maxwell-Boltzmann. La formula fondamentale che porta il suo nome fu della massima importanza sia per la teoria, sia come guida delle ricerche sperimentali in questo campo, che in generale mostrarono un buon accordo con essa. Rimasero molte discordanze ed incertezze, ma il più di esse sono da imputare principalmente alle difficoltà tecniche di ottenere un alto vuoto e metalli molto puri, dato che l'effetto è sensibilissimo alle minime traccie di impurità. Difatti oggi è norma non tener conto dei risultati sperimentali antecedenti al 1914, prima cioè che la tecnica del vuoto e della preparazione dei metalli molto puri subisse notevoli progressi. E' significativo per esempio il caso del platino che si mostrava fino ad epoca recente del tutto eccezionale ed impossibile ad inquadrare in nessuna teoria, mentre le osservazioni dell'ultimo decennio, con tecniche più perfezionate, fanno rientrare anche questo metallo nella normalità degli altri.

Tuttavia nella pratica gli emettitori di metallo puro, a cui solo è applicabile la prima teoria di Richardson, sono di scarso impiego (tungsteno, tantalio, niobio nelle valvole trasmittenti di grande potenza). Maggiore efficienza emissiva dei metalli puri presentano i catodi a pellicola superficiale (tungsteno ricoperto di torio, cesio, bario) e quelli a ossidi di metalli alcalino-terrosi (bario, calcio, stronzio). In questi tipi l'emissione diventa elevata e stabile dopo un processo di preparazione (« attivazione » del catodo) purtroppo non sempre ben definibile, dovendosi inspirare spesso a regole variabili empiricamente e affidare al « fiuto » personale del preparatore. Poichè tuttavia l'attivazione è essenziale in questi tipi di emettitori, diamo un cenno di come si svolge nelle linee generali, con alcuni esempi tipici.

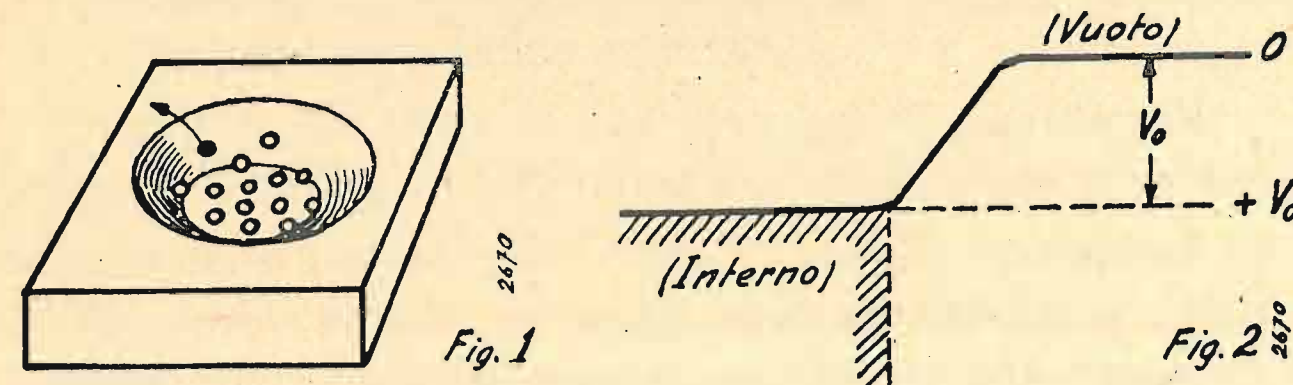
Per ottenere una pellicola di torio sul tungsteno si mescola dell'ossido di torio (ThO_2) ai microcristallini di tungsteno, in modo che i fili che si traggono dalla mescolanza contengano da 0,7 a 2% di ThO_2. Indi il filamento in alto vuoto si porta alla temperatura di 2500° C circa, cosicchè l'ossido si riduce ed il *Th* metallico diffonde per effetto termico verso la superficie del filo. Per evitare la troppo rapida evaporazione del *Th* metallico dalla superficie, la diffusione si fa continuare ad una temperatura più bassa (1500° C). Il catodo di tungsteno-toriato risulta « attivato » quando la massima parte della superficie del tungsteno è ricoperta da uno strato (monomolecolare) di torio metallico.

Uno strato simile di cesio o bario su tungsteno si ottiene invece facendo condensare il vapore del corrispondente metallo su un filo di tungsteno.

La preparazione dei catodi a ossidi attivati (il cui prototipo fu preparato da Wehnelt nel 1904) è meno definita che per i tipi precedenti. Il catodo viene preparato ricoprendo un supporto metallico (cilindretto di nichel) con una pasta di carbonati o nitrati o idrossidi di metalli alcalino-terrosi (*Ba, Ca, St*). Indi si scalda nel vuoto e si pompa il gas che si sviluppa. Ottenuto così lo strato di ossidi si procede alla sua attivazione. Non è usato soltanto, come nei catodi di tungsteno-toriato, il riscaldamento ad una temperatura superiore a quella di lavoro, ma oltre che scaldare, si usa estrarre corrente applicando delle tensioni agli elettrodi affacciati al catodo, si esercita un bombardamento con scariche in gas, etc. In generale si può affermare che, oltre la diffusione per via termica dei metalli alcalino-terrosi puri in seno alla massa degli ossidi, si può avere anche trasporto per via elettrolitica. Come risultato si osserva che il catodo ad ossidi attivato ha un'altissima emissione: alla temperatura di 1000° K

viene uguagliata quella del tungsteno puro a 2300° K, con una efficienza emissiva di 20 mA/watt invece che di 1 mA/watt. Si osservi che gli ossidi dei metalli alcalino-terrosi sono di per sè cattivi conduttori e quindi inattivi. Con il processo di attivazione essi acquistano invece le caratteristiche di « semiconduttori da impurità », queste impurità essendo costituite dagli atomi dei metalli insinuatisi nella massa degli ossidi.

2. Concetti generali sull'emissione di elettroni per effetto di temperatura.

E' noto che gli elettroni sono tra i costituenti fondamentali della materia, e quindi è concepibile come sia possibile ottenere la fuoriuscita di queste particelle dai corpi. Questo effetto si può ottenere con vari mezzi: facendo agire un intenso campo elettrico (emissione catodica a freddo), sotto l'azione della luce (effetto fotoelettrico), riscaldando (effetto termoelettronico), per urti di particelle cariche veloci (emissione secondaria), etc.; con un mezzo qualunque cioè che fornisca all'elettrone l'energia sufficiente per vincere le forze che lo legano al corpo ed uscire all'esterno.

Il lavoro fatto dall'elettrone contro queste forze prende il nome di *lavoro di estrazione;* esso è dell'ordine del lavoro fatto dall'elettrone nel risalire una differenza di potenziale di alcuni Volt (1-10 Volt) ed è conveniente esprimerlo, e così pure le energie, in elettroni-Volt (*eV*), un elettrone-Volt essendo il lavoro fatto da un elettrone contro la diff. d. pot. di 1 Volt ($1\ eV = 1{,}59 \cdot 10^{-19}$ Joule). Se all'elettrone viene fornita un'energia superiore al lavoro di estrazione, il di più resta all'elettrone sotto forma di energia cinetica.

Schematicamente, con un modello intuitivo sebbene grossolano, la situazione si può rappresentare immaginando gli elettroni come tante palline messe entro una « scodella » (fig. 1), le cui pareti in salita sostituiscono il legame che trattiene gli elettroni entro il corpo.

Il diagramma in fig. 2 rappresenta la stessa situazione con un « gradino » di potenziale di altezza V_0 tra l'interno e l'esterno (vuoto). Attribuendo al vuoto il potenziale zero, all'interno viene così attribuito un potenziale positivo $+V_0$ (che nella fig. viene indicato come costante, il che si può ritenere ammissibile per i conduttori, almeno in prima approssimazione; si osservi inoltre che nella fig. 2 i potenziali, come si usa in questo caso, sono crescenti verso il basso).

Se V_0 è l'altezza del gradino espressa in Volt, il lavoro di estrazione, fatto da un elettrone per superare il gradino è $\varphi = eV_0$, essendo e la carica di un elettrone ($e = 1{,}59 \cdot 10^{-19}$ Coulomb). L'energia φ rappresenta quindi l'energia minima chedeve essere fornita all'elettrone per consentirne la fuoriuscita.

Senza occuparci degli altri mezzi sopra accennati, consideriamo il caso che ci interessa, e cioè che questa energia venga fornita sotto forma di calore. L'energia termica com'è noto, non è altro che energia meccanica molecolare ed atomica. Riscaldare un corpo significa far aumentare la velocità dei moti delle molecole, cosicchè, fra l'altro, tra energia cinetica media di traslazione per molecola $\overline{W} = \frac{1}{2}\, m\, \overline{v^2}$ e temperatura assoluta T sussiste la proporzionalità $\overline{W} = 3/2\ k\ T$, che si può utilizzare anche come definizione della temperatura assoluta stessa (k è la costante di Boltzmann $= 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ Joule/grado).

Tuttavia a noi interessano non le intere molecole e gli atomi, ma soltanto la parte relativamente « imponderabile » di essi, e cioè gli elettroni che, leggerissimi, circondano la parte più pesante della struttura atomica (nuclei). Affinchè un elettrone acquisti per effetto termico un'energia paragonabile a quella delle molecole « calde », esso deve, data la sua piccolissima massa, potersi muovere indipendentemente dal resto atomico. Quando esistono nel corpo di questi elettroni « liberi », cioè già praticamente staccati dai propri atomi, il corpo è allora un buon conduttore dell'elettricità, poichè gli elettroni si mettono in moto facilmente anche sotto l'azione di campi molto piccoli (se di tali elettroni non ne esistono affatto allora il corpo è un isolante). Prendono perciò il nome di « elettroni di conduzione ».

Diciamo n_c il loro numero e vediamo quanti di questi n_c elettroni hanno una certa energia E, numero che indichiamo con $n(E)$. Esso sarà evidentemente proporzionale a n_c, nonchè ad un altro fattore, diciamo $f(E)$, che dipende dalla temperatura e dal modo come si distribuisce l'energia totale fra l'insieme degli n_c elettroni (legge statistica di distribuzione); così possiamo porre:

$$n(E) = n_c \cdot f(E) \qquad (1)$$

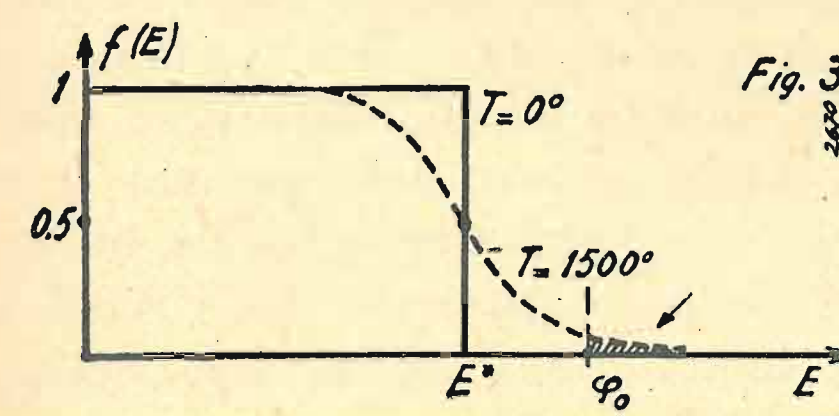
E' essenziale per il nostro scopo determinare questa legge di distribuzione, poichè così potremo conoscere il numero di elettroni che hanno energia $E > \varphi_0$, e quindi sono in condizioni di uscire spontaneamente dal conduttore. La funzione $f(E) = \frac{n(E)}{n_c}$ ci dà la frazione degli elettroni che hanno energia E, e quindi può anche considerarsi come la probabilità che un elettrone dell'insieme sia nello « stato quantico di energia E ». Ora per gli elettroni vale il ben noto principio di esclusione di Pauli, per cui due elettroni di un insieme non possono mai trovarsi nello stesso stato quantico. Con le leggi di probabilità, tenendo conto del principio suddetto, si trova per l'equilibrio termico alla temperatura T, la legge di distribuzione (di Fermi):

$$f(E) = \left(e^{\frac{E-E^*}{kT}} + 1 \right)^{-1} \qquad (2)$$

in cui figura la costante E, crescente al crescere della densità degli elettroni.

In fig. 3 è riportato il diagramma della (2) per la temperatura di 0° K (curva spezzata) e per 1500° K. Come si vede, allo zero assoluto risultano occupati tutti gli stati di energia fino a quello di energia E^* (probabilità = 1) mentre nessun elettrone possiede energia

$E > E^*$ (probabilità zero). E^* ha quindi il significato di energia limite (massima) degli elettroni allo zero assoluto.

Per l'insieme degli elettroni di conduzione in un metallo (1-2 per atomo) la densità è molto grande, quindi è grande anche E^* e alle massime temperature raggiungibili il comportamento è poco diverso che allo zero assoluto (condizioni di « degenerazione »). Invece per gli elettroni che usciti dal catodo formano intorno ad esso la « nuvola elettronica » (carica spaziale), oppure

per gli elettroni di conduzione in un semiconduttore, la densità è piccola, quindi anche E^* è piccola e si è lontani dalle condizioni di degenerazione. In tal caso la distribuzione si approssima a quella classica di Maxwell-Boltzmann (si può nella (2) trascurare l'unità rispetto all'esponenziale):

$$f(E) = e^{-\frac{E-E^*}{kT}} = cost.\ e^{-\frac{E}{kT}} \qquad (2')$$

Ma per la fuoriuscita degli elettroni non basta che essi abbiano l'energia sufficiente a fare il lavoro di estrazione φ_0, cioè non basta considerare tutti gli elettroni delle distribuzioni precedenti per cui (vedi sulla fig. 3):

$$E > \varphi_0 \qquad (3)$$

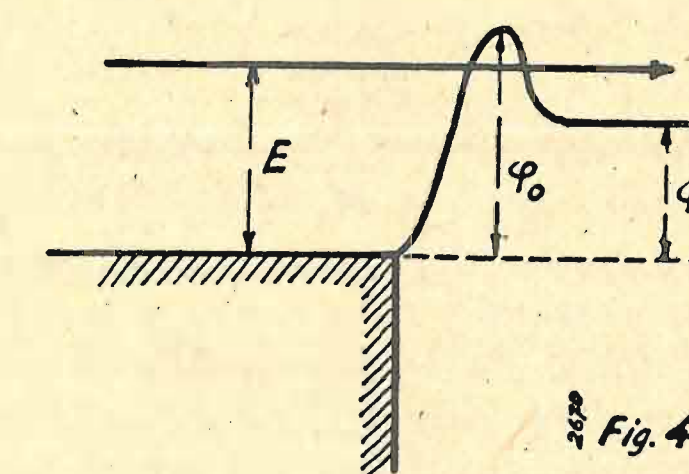
ma occorre che siano soddisfatte altre condizioni. In primo luogo occorre che gli elettroni siano diretti verso la superficie e che sia sufficientemente grande la componente della velocità normale alla parete. Cioè indicando con v_z questa componente normale e con v_x e v_y le altre due componenti della velocità, poichè si ha $E = \frac{1}{2} m\, (v_x^2 + v_y^2 + v_z^2)$, ponendo $W = \frac{1}{2} m\, v_z^2$ (m massa dell'elettrone $= 0{,}9 \cdot 10^{-27}$ gr.), occorre che sia:

$$W = \frac{1}{2} m\, v_z^2 \geqslant \varphi \qquad (3')$$

Infine occorre tener presente un altro fatto. Un elettrone in realtà non si può considerare una particella nel senso ordinario della parola, simile in tutto ad una pallina macroscopica. Difatti esso per certi aspetti ha anche proprietà che permettono di assimilarlo ad una onda (aspetto ondulatorio dell'elettrone). In conseguenza di ciò mentre un elettrone sotto il solo aspetto corpuscolare, quando è soddisfatta la condizione (3') esce certamente, sotto l'aspetto ondulatorio può anche essere riflesso. Il gradino di potenziale della fig. 2, in senso corpuscolare permette due sole alternative: se la (3') non è soddisfatta l'elettrone è respinto (coefficiente di riflessione = 1), se invece la (3') è verificata, l'elettrone certamente passa (coeff. di rifl. = 0). L'onda, la cui propagazione determina il moto dell'elettrone, nel primo caso subisce anch'essa riflessione completa, nel secondo, invece di trasmettersi completamente, viene in parte riflessa, cosicchè il coeff. di rifl. R risulta diverso da zero. Considerando il coeff. di trasmissione D, definito dall'essere $R + D = 1$, si ha che questo coeff. $D(E)$ è variabile al variare dell'energia E dell'elettrone, passando gradualmente dal valore zero per $E < \varphi_0$ al valore 1, che raggiunge per valori grandissimi di E.

Tale coefficiente dipende inoltre anche dalla « forma » del gradino di potenziale, ciò che ha grande interesse per la spiegazione degli effetti dello stato superficiale sull'emissione. La fig. 4 mostra il caso interessante in cui per l'abbassarsi del potenziale esterno dopo del massimo φ_0, il coeff. di trasm. $D(E)$ ha valori non nulli anche per elettroni di energia minore di φ_0 (ma $> \varphi_1$). Ora un tale fatto, che l'elettrone possa oltrepassare la cresta di potenziale senza avere l'energia sufficiente a raggiungerne il massimo, è inammissibile in senso classico ed è spiegabile solo come un effetto ondulatorio (effetto tunnell »).

Tenuto conto di quanto s'è venuto dicendo fin qui, possiamo infine esprimere il numero di elettroni che usciranno per unità di superficie e per unità di tempo, e quindi, moltiplicando questo numero per la carica dell'elettrone, ottenere l'intensità di corrente emessa per unità di superficie, cioè la densità di corrente emessa.

A questo scopo consideriamo l'unità di superficie del conduttore e diciamo $N(W)dW$ il numero di elettroni che urtano in un secondo su essa, con energia, in direzione della normale, compresa tra $W = \frac{1}{2} m\, v_z^2$ e $W + dW$; sia poi $D(W)$ il coefficiente di trasmissione per l'energia W (se $W < \varphi_0$ sarà, nel caso della fig. 2, $D = 0$). *Degli* $N(W)dW$ elettroni ne uscirà in effetti

solo la frazione $D(W) \cdot N(W)dW$. Il numero totale di elettroni che escono per l'unità di superficie in un secondo si otterrà facendo la somma di tutti i contributi simili al precedente su tutto l'intervallo dell'energia da 0 a infinito, e quindi la densità di corrente emessa sarà espressa da:

$$i = e \int_0^\infty D(W) \cdot N(W)dW \qquad \text{(in Amp/cm}^2\text{)} \qquad (4)$$

Il numero $N(W)$ dipende oltre che dalla densità degli elettroni di conduzione nel conduttore, anche dalla temperatura e dalla legge statistica che si assume [form. (2) e (2')].

Nel passare in rivista i vari tipi di emettitori che ci interessano mostreremo come i concetti qui esposti in generale si applichino ai singoli casi particolari.

(continua)

Problemi della media frequenza

I - La media frequenza vista dal matematico

dott. ing. MARIO GILARDINI

Il lettore non si spaventi del titolo: se è infatti nostra intenzione, di guardare accuratamente l'amplificatore in M. Fr. con gli occhiali del matematico, sarà però sempre con concetti volgarizzatori, ai quali sacrificheremo talvolta l'eleganza, se non il rigore, della dimostrazione. Intendiamo che il lettore, il quale, anche in tempo lontano, abbia avuto da fare con le equazioni di 2° grado, sia in condizioni di capire di che cosa parliamo, anche se non potrà seguirci in ogni passo. Se, con molto rammarico, non potremo fare a meno di impiegare i numeri immaginari, faremo sempre in modo che le formule risolutive siano espresse in forma reale, tali cioè da esser impiegate da tutti.

Quanto al calcolo superiore (nel suo più blando aspetto della derivazione!), anch'esso dovrà purtroppo fare la sua deprecata comparsa. Abbiamo lungamente

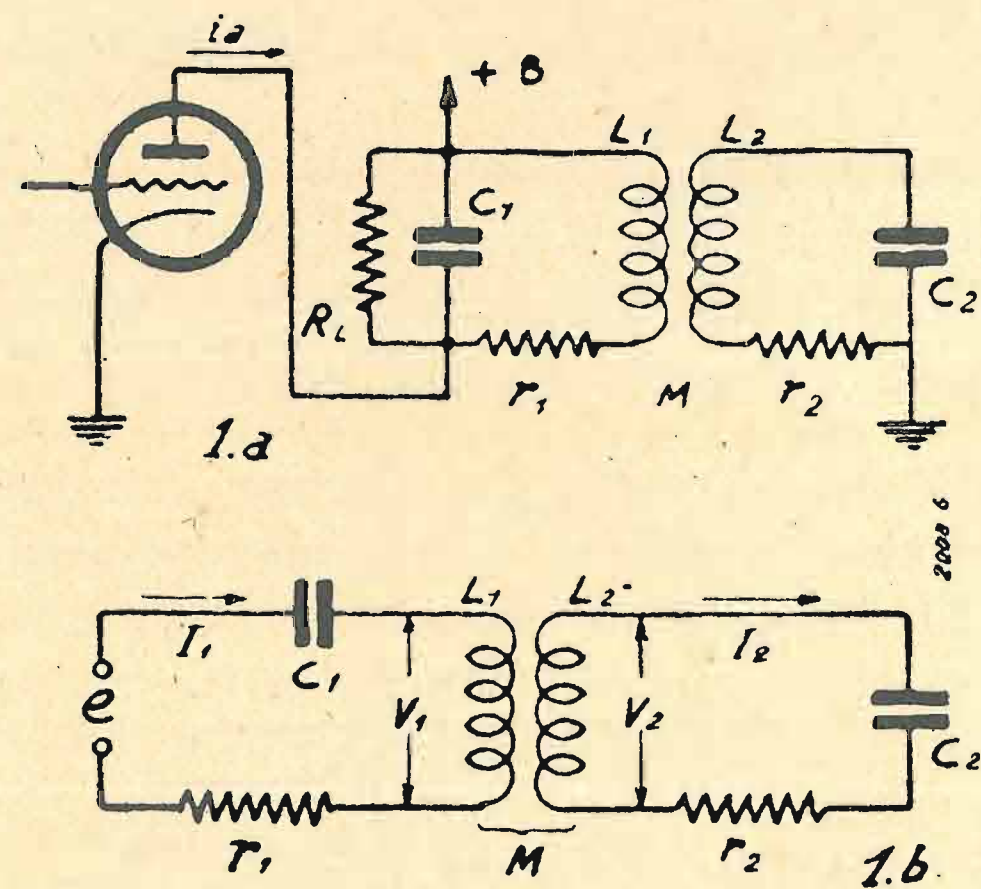



Fig. 1 - *Il circuito pratico del filtro di banda ad accoppiamento induttivo (non rappresentato) deve subire alcune trasformazioni per divenire più facile da studiare matematicamente: queste trasformazioni non diminuiscono il rigore dei risultati. La trasformazione a permette di valutare l'effetto della resistenza interna della valvola; nella trasformazione* b *la valvola è sostituita dalla f.e.m. equivalente.*

esitato prima di indurci ad impiegarlo: ci siamo finalmente risolti dopo avere spassionatamente valutato la importanza dei risultati, ai quali solo il calcolo superiore poteva arrivare; e sopra tutto dopo esserci convinti che questi risultati sarebbero stati utili a tutti i lettori, anche a quelli non in grado di seguirci sulla strada per giungervi.

Nella fig. 1a viene rappresentata una valvola seguita da un filtro di banda ad accoppiamento induttivo: baseremo su questo circuito il nostro studio dell'amplificazione e della selettività di uno stadio in M. Fr., poichè tale è quasi sempre il sistema di accoppiamento seguito.

La fig. 1a mostra però non esattamente il circuito di uno stadio amplificatore, come lo si vede negli schemi degli apparecchi, ma piuttosto l'equivalente elettrico, nel quale vengono esplicitamente segnati la resistenza interna della valvola R_i ed inoltre due resistenze, r_1 ed r_2, che rappresentano, non soltanto le resistenze ohmiche nei collegamenti e nelle bobine, ma anche tutte le perdite a radiofrequenza nei due circuiti accordati.

Facciamo subito due osservazioni in merito alla R_i; anzitutto esaminiamo la sua posizione nella fig. 1a. Essa compare in parallelo al primario del filtro non tra la valvola e il primario, come parrebbe giusto a qualche lettore. Per spiegare l'alterazione, premettiamo le seguenti notazioni:

V_g = tensione a radiofrequenza applicata alla griglia.

V_a = f. .e. m. a radiofrequenza generata dalla valvola.

i_a = corrente a radiofrequenza nel circuito di placca.

s = pendenza statica della valvola.

$\mu = s R_i$ = coefficiente di amplificazione della valvola.

Si ha notoriamente: $V_a = \mu V_g$; $i_a = \sigma V_g$, dove σ è la pendenza dinamica; questo vale se R_i è supposta in serie. E' però una risaputa regola di trasformazione dei circuiti che un generatore di tensione costante E, avente resistenza R_i, può essere sostituito da un generatore di corrente costante $= \frac{E}{R_i}$, purchè inoltre sia supposta R_i in parallelo al circuito di utilizzazione. Abbiamo perciò in questo caso

$$i_a = \frac{V_a}{R_i} = \frac{\mu V_g}{R_i} = \frac{s R_i}{R_i} V_g = s V_g$$

Nella fig. 1a, questa trasformazione è già supposta avvenuta.

Con ciò purtroppo il nostro sviluppo matematico non può ancora iniziarsi: dobbiamo ancora spiegare il significato di alcune grandezze che useremo in seguito; sopratutto, ci preme liberarci della R_i nelle formule che seguiranno. Annotiamo perciò:

$Q_1 = \frac{\omega_0 L_{1}}{r_1}$ = fattore di merito del primario.

$Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{r_2}$ = fattore di merito del secondario.

$R_{d1} = \frac{\omega_0^2 L_1^2}{r_1}$ = resistenza dinamica del primario.

$R_{d2} = \frac{\omega_0^2 L_2^2}{r_2}$ = resistenza dinamica del second.

ω_0 = pulsazione di risonanza $= 2 \pi f_0$

ω = pulsazione generica $= 2 \pi f$

f_0 = frequenza di risonanza.

f = frequenza generica.

E' noto che un circuito accordato si comporta, per la frequenza di accordo, come una pura resistenza ohmica di elevato valore: è questa la resistenza dinamica, fattore che nell'amplificazione degli stadi accordati ha una parte di primo piano. Ora, nella fig. 1a, vediamo come il primario, e perciò la sua R_d, viene shuntato da R_i. Il complesso si comporta come una resistenza R_c (sempre dinamica!) minore di entrambre le resistenze poste in parallelo. Si ha:

$$R_c = \frac{1}{\frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_i}}$$

Qualunque perdita in parallelo al primario o al secondario ne altera la R_d effettiva in circuito, secondo la stessa legge. E poichè $R_d = \omega . L\, Q$, anche i rispettivi fattori di merito diminuiranno nello stesso rapporto: se la R_d effettiva è dimezzata, anche la Q effettiva subisce la stessa sorte. Invece i valori r_1 ed r_2, che sono inversamente proporzionali a R_{d1} e R_{d2} aumentano nel rapporto inverso; supporre dimezzate le R_d equivale a supporre raddoppiate le r.

Fatte queste premesse, nelle formole che seguiranno, noi non ci occuperemo nè della R_i della valvola, nè del carico dell'eventuale diodo rivelatore (vedremo in altro articolo come si calcola) perchè ne supporremo l'effetto già conglobato sia nelle r, che nelle Q, o nelle R_d che entreranno nelle formole. Lo stesso vale per tutte le altre eventuali perdite, alla cui determinazione dedicheremo un altro articolo, che scriveremo apposta per mostrare come si applicano i risultati del presente.

Finite le lunghe premesse, possiamo iniziare gli sviluppi.

Tenute presenti le notazioni della fig. 1 e tutte le precedenti, notiamo come la corrente i_a, che scorre in L_1 vi induce la f.e.m.:

$$e = j\, i_a\, \omega\, L = j\, \omega\, L\, s\, V_g \qquad (1)$$

Dunque il circuito teorico può subire un'altra trasformazione (l'ultima) indicata in fig. 1b, dove la valvola è scomparsa, sostituita del suo equivalente: la e, nel circuito primario.

Scriviamo ora le formule generali applicabili ad un circuito di questo tipo: contiamo che la maggioranza dei lettori ne comprenda l'impostazione, che non si giustifica in piche parole; la j è l'unità immaginaria e sta ad indicare una rotazione di 90 gradi in anticipo, nella grandezza che essa precede.

$$e = I_1 \left(r_1 + j\, \omega\, L_1 - j \frac{1}{\omega\, C_1} \right) - j\, \omega\, M\, I_2$$

$$0 = I_2 \left(r_2 + j\, \omega\, L_2 - j \frac{1}{\omega\, C_2} \right) - j\, \omega\, M\, I_1$$

dove:

I_1 = corrente primaria.

I_2 = corrente secondaria.

---

(1) Questa relazione vale solo quando la i_a sia sinoidale.

Ammettiamo ora una prima semplificazione: è noto che per $\omega = \omega_0$ si ha $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$. Per una pulsazione generica ω l'eguaglialza non sussiste: se $\omega > \omega_0$, $\omega L > \frac{1}{\omega C}$ e viceversa: ammettiamo che passando da ω_0 a ω una delle dette grandezze aumenti di altrettanto quanto l'altra diminuisce, ciò che è vero solo per piccolissimi scarti percentuali di ω da ω_0. In tal caso possiamo ammettere

$$\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0\, \omega} = 2 \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

Poniamo dunque

$$\omega\, L - \frac{1}{\omega C} = \omega_0\, L \left(\frac{\omega_2 - \omega_0^2}{\omega_2\, \omega} \right) \cong 2\, \omega_0 L \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\; \omega_0\, L\, \delta$$

Otteniamo allora, mettendo in evidenza r_1 oppure r_2:

$$e = I_1\, r_1\, (1 + j\, Q_1\, \delta) - j\, \omega\, M\, I_2 \qquad (1)$$

$$0 = I_2\, r_2\, (1 + j\, Q_2\, \delta) - j\, \omega\, M\, I_1 \qquad (2)$$

da cui:

$$I^2 = \frac{j\, \omega\, M\, e}{r_1\, r_2\, (1 + j\, Q_1\, \delta)\, (1 + j\, Q_2\, \delta) + \omega_2\, M_2} \qquad (2\ \text{bis})$$

Per la frequenza di risonanza ($\delta = 0$) abbiamo:

$$I'_2 = j \frac{\omega_0\, M\, e}{r_1\, r_2 + \omega_0^2\, M^2}$$

in forma reale abbiamo:

$$I'_2 = \frac{\omega_0\, M\, e}{r_1\, r_2 + \omega_0^2\, M^2}$$

Ricerchiamo ora il valore di M per il quale I_2 tocca il valore massimo: derivando rispetto ad M otteniamo:

$$\frac{d}{d\, M} I'_2 = \frac{\omega_0\, e\, (r_1\, r_2 - \omega_0^2\, M^2)}{r_1\, r_2 + \omega_0^2\, M^2}$$

Ponendo il numeratore uguale a 0 e risolvendo:

$$\omega_0\, M = \pm \sqrt{r_1\, r_2} \qquad (3)$$

L'ambiguità di segno significa in pratica che v'è libertà nel senso degli avvolgimenti: perciò in seguito prenderemo il radicale col segno positivo.

Se dunque la (3) è soddisfatta, nella condizione di risonanza si ha la massima corrente secondaria; ed anche la massima amplificazione del filtro di banda, poichè la tensione ai capi del secondario vale $j\, \omega\, L_2\, I_2$.

Tuttavia, per tenerci al caso generale, noi non ci limiteremo al caso che l'accoppiamento sia il più favorevole, supporremo cioè

$$\omega_0\, M = k \sqrt{r_1\, r_2} \qquad (4)$$

dove

$k < 1$ se l'accoppiamento è lasco (inferiore al critico);

$k = 1$ se l'accoppiamento è critico di amplificazione;

$k > 1$ se l'accoppiamento è stretto (superiore al critico).

Abbiamo impiegato l'espressione « critico di amplificazione » per l'accoppiamento $k = 1$ perchè vedremo

che esiste un secondo valore di accoppiamento che potrà chiamarsi « critico di selettività ».

Riprendendo ora la (2 bis) e tenuta presente la (4) noi potremo, al posto di ωM, scrivere

$$\frac{\omega}{\omega_0} \; k \sqrt{r_1 r_2}$$

Per la semplicità supporremo in tutto il seguente svolgimento: $\frac{\omega}{\omega_0} \cong 1$

La (2 bis) perciò diventa:

$$I_2 = \frac{j\, e\, k \sqrt{r_1 r_2}}{r_1 r_2 \left[(1 + j\, Q_1 \delta)(1 + j\, Q_2 \delta) + k^2 \right.}$$

Sostituendo ora il valore di e, moltiplicando inoltre per il fattore $j\, \omega_0\, L^2$, otteniamo la tensione secondaria:

$$-V_2 = V_g \frac{j\, k\, s \sqrt{R_{d1} R_{d2}}}{(1 + j\, Q_1 \delta)(1 + j\, Q_2 \delta) + k^2}$$

L'amplificazione secondariaè dunque:

$$A^2 = s \sqrt{R_{d1} R_{d2}} \frac{j\, k}{(1 + j\, Q_1 \delta)(1 + j\, Q_2 \delta) + k^2}$$

Seguendo la stessa strada otteniamo per l'amplificazione primaria:

$$A_1 = s\, R_{d1} \frac{1 + j\, Q_2 \delta}{(1 + j\, Q_1 \delta)(1 + j\, Q_2 \delta) + k^2}$$

Intese come rapporto tra i valori delle tensioni, senza tener conto delle fasi, queste espressioni diventano:

$$A_1 = \frac{s\, R_{d1} \sqrt{1 + Q_2^2 \delta^2}}{\sqrt{(1 + k^2)^2 + (Q_1^2 - 2k^2 Q_1 Q_2 + Q_2^2)\delta^2 + Q_1^2 Q_2^2 \delta^4}} \quad (5)$$

$$A_2 = \frac{s \sqrt{R_{d1} R_{d2}} \;\; k}{\sqrt{1 + k^2)^2 + (Q_1^2 - 2\, k^2 Q_1 Q_2 + Q_2^2)\, \delta^2 + Q_1^2 Q_2^2 \delta^4}} \quad (6)$$

In condizione di risonanza si ha:

$$A'_1 = s\, R_{d1} \frac{1}{1 + k^2} \quad (5\ \text{bis})$$

$$A'_2 = s \sqrt{R_{d1} R_{d2}} \frac{k}{1 + k^2} \quad (6\ \text{bis})$$

Espressa in forma immaginaria, la A'_2 andrebbe ancora moltiplicata per j, mentre la A'_1 resta immutata. Ciò ha importanza perchè ci dice che la tensione primaria e la tensione secondaria sono sfasate di 90°, ossia sono in quadratura.

Dalle (5 bis) e (6 bis) otteniamo subito:

$$\frac{A'_2}{A'_1} = k \sqrt{\frac{R_{d2}}{R_{d1}}} = \rho$$

E' questo il rapporto di trasformazione del filtro di banda a 2 circuiti accordati; esso è affatto indipendente dal numero di spire dei due avvolgimenti. Se le R_d sono eguali e $k = 1$, il rapporto è $= 1$: non è dunque affatto vero l'amplificazione primaria sia doppia di quella secondaria, come talvolta si ode asserire.

E' vero invece che l'amplificazione di un filtro di banda può mediamente porsi uguali alla metà di quella fornita dal semplice circuito anodico accordato (fig. 2). Infatti l'amplificazione di quest'ultimo è data da $s\, R_d$, mentre per il filtro ($k = 1$ ed $R_{d1} = R_{d2} = R_d$') **si** ottiene da (6 bis): $\frac{1}{2}\, s\, R_d$. La migliore selettività del filtro non è dunque ottenuta gratuitamente...

Viene ora la parte forse più interessante, ma anche più astrusa, della nostra ricerca: l'esame del comportamento delle curve caratteristiche al variare di k e dei fattori di merito. Per semplificare le espressioni porremo in seguito $\frac{Q_2}{Q_1} = b$.

Incominciamo dunque dal primario: qualcuno osserverà che non ne varrebbe la spesa, dato che il primario e la sua caratteristica hanno importanza relativa. E' un punto di vista errato: molto sovente il diodo per il C.A.V. è proprio alimentato dalla tensione primaria. Il comportamento del C.A.V. potrebbe apparirci

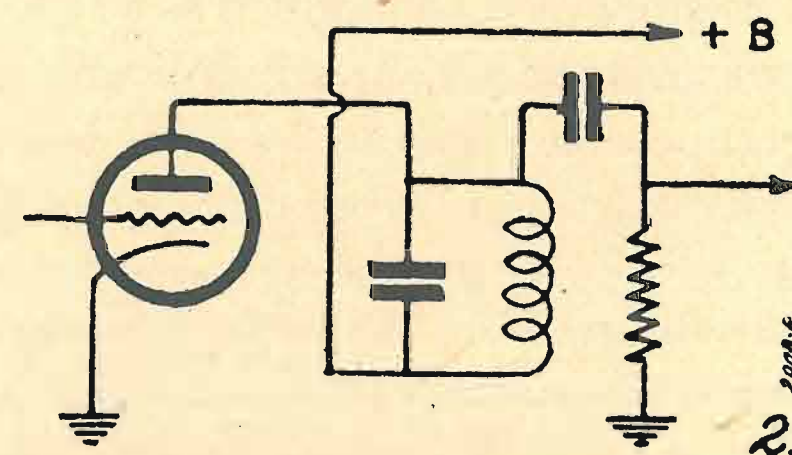



Fig. 2 - *Il semplice circuito anodico accordato, un tempo assai in favore ha scarsa selettività; ma, rispetto al filtro di banda, l'amplificazione è circa doppia.*

anomalo, se non indagassimo a fondo quanto nel primario succede.

Posto dunque $A_1 = s\, R_{d1} \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{B}}$ (2), otteniamo, nella ricerca dei massimi di amplificazione:

$$\frac{d}{d\delta} A_1 = s\, R_{d1} \frac{\frac{1 \sqrt{C}}{2\, C}\, C' \sqrt{B} - \frac{1 \sqrt{B}}{2\, B}\, B' \sqrt{C}}{B}$$

L'espressione al numeratore è nulla quando si abbia $C' B - B' C = 0$. Sostituendo in quest'ultima espressione i valori di C, C', B e B', e risolvendo, otteniamo la seguente equazione biquadratica:

$$b^4 Q_1^4 \delta^4 + 2\, b^2 Q_1^2 \delta^2 + (1 - 2\, b\, k^2 + b^2) - b^2 (1 + k^2)^2 = 0$$

che dà le seguenti soluzioni:

$$\delta^2 = \frac{\pm k \sqrt{2\, b^2 + 2b + b^2 k^2 - 1}}{b^2 Q_1^2}$$

L'alternativa col segno — va scartata, perchè nessun numero reale al quadrato può esser negativo. Abbiamo dunque definitivamente:

$$\delta = \pm \sqrt{\frac{k \sqrt{2\, b^2 + 2\, b + b^2 k^2 - 1}}{b^2 Q_1^2}} \quad (7)$$

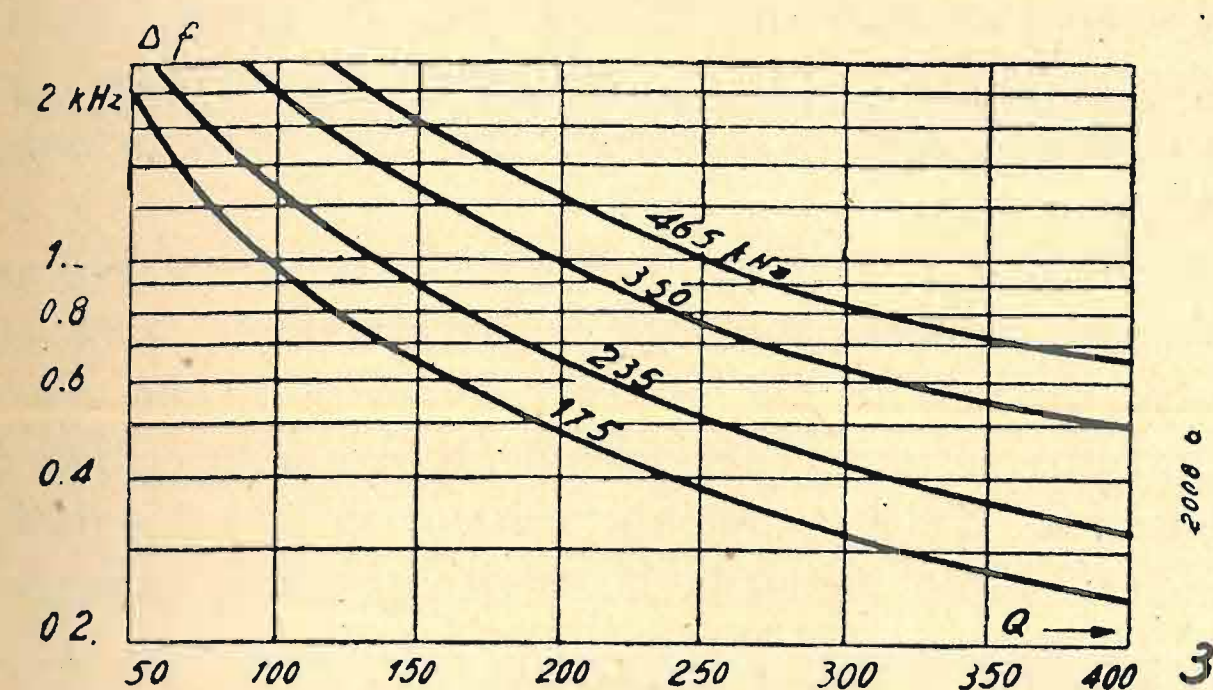



Fig. 3 - *Nel caso normale (fattori di merito Q eguali ed accoppiamento critico) il primario ha sempre due massimi di amplificazione, a distanza Δf dalla frequenza di risonanza f_0, e simmetrici rispetto a questa. Δf dipende da f_0 e Q come mostra la figura.*

Discutiamo ora il risultato perchè interessante; ma prima facciamo un'importante osservazione: l'equazione biquadratica dalla quale siamo partiti proviene da una equazione di 5° grado, che noi abbiamo reso risolubile dividendola per $Q_1 \delta$. In questo modo però abbiamo perso un'importante soluzione: $\delta = 0$, che va aggiunta alle due date da (7). Vediamo ora cosa pensare di queste 3 soluzioni.

Se k è piccolo, nella (7) possiamo avere:

$$k \sqrt{2\, b^2 + 2\, b + b^2 k^2} < 1$$

In questo caso la (7) dà 2 soluzioni immaginarie che sono da scartare; rimane la 3ª: $\delta = 0$. La nostra curva ha dunque un solo massimo per $\omega = \omega_0$.

Se invece $k \sqrt{2\, b^2 + 2\, b + b^2 k^2} = 1$ abbiamo 3 soluzioni coincidenti sul valore $\delta = 0$. Risolvendo questa nuova equazione, onde trovare per quale valore di k si ha ciò, otteniamo:

$$k = \sqrt{\frac{\sqrt{(1 + b)^2 + 1} - (1 + b)}{b}} \quad (8)$$

Per $b = 1$ ($Q_1 = Q_2$) si ha

$$k' = \sqrt{\sqrt{5} - 2} = 0{,}57$$

Poichè questo valore di k è molto basso, nel caso normale, cioè per $k \cong 1$, la curva caratteristica del primario avrà due punte, date dalle due soluzioni di (7), che diventano reali, simmetriche rispetto alla frequenza di risonanza (3). La terza soluzione $\delta = 0$ è ora da scartare, perchè corrisponde evidentemente al minimo (tra i due massimi) che cade proprio sulla frequenza di risonanza.

Tuttavia, nel caso generale ($b = 1$) la distanza tra le due punte dipende evidentemente da b, anzi, oltre un determinato valore di b, si può evidentemente avere una sola punta anche per $k = 1$; per trovare questo valore di b dobbiamo porre $k = 1$ nella (8) e risolvere: si ottiene:

$$b = \frac{1}{3}$$

Questo valore di b indica che detta condizione è raggiunta solo quando il secondario ha un fattore di merito 3 volte peggiore di quello del primario. Questo presupposto verrebbe raggiunto in pratica solo quando il progettista deliberatamente lo volesse; perciò possiamo concludere che, nel caso normale, il primario ha sempre due massimi di amplificazione.

Ritornando perciò alla (7) e tenuta presente la discussione che se ne è fatta, si può concludere che l'esistenza, o meno, delle due punte nella caratteristica dipende dal numeratore della (7), e perciò da k e da b, non da Q_1; mentre la distanza delle punte dalla frequenza di risonanza dipende da tutti e tre i parametri, oltre alla frequenza di risonanza. Quest'ultima non compare esplicitamente nella (7) ma è contenuta in δ. La (7) può anzi trasformarsi nella seguente:

$$\Delta f = f - f_0 = \pm \frac{f_0 \sqrt{k \sqrt{2\, b^2 + 2b + b^2 k^2 - 1}}}{2\, b\, Q_1}$$

In base a questa formola, sono state calcolate le

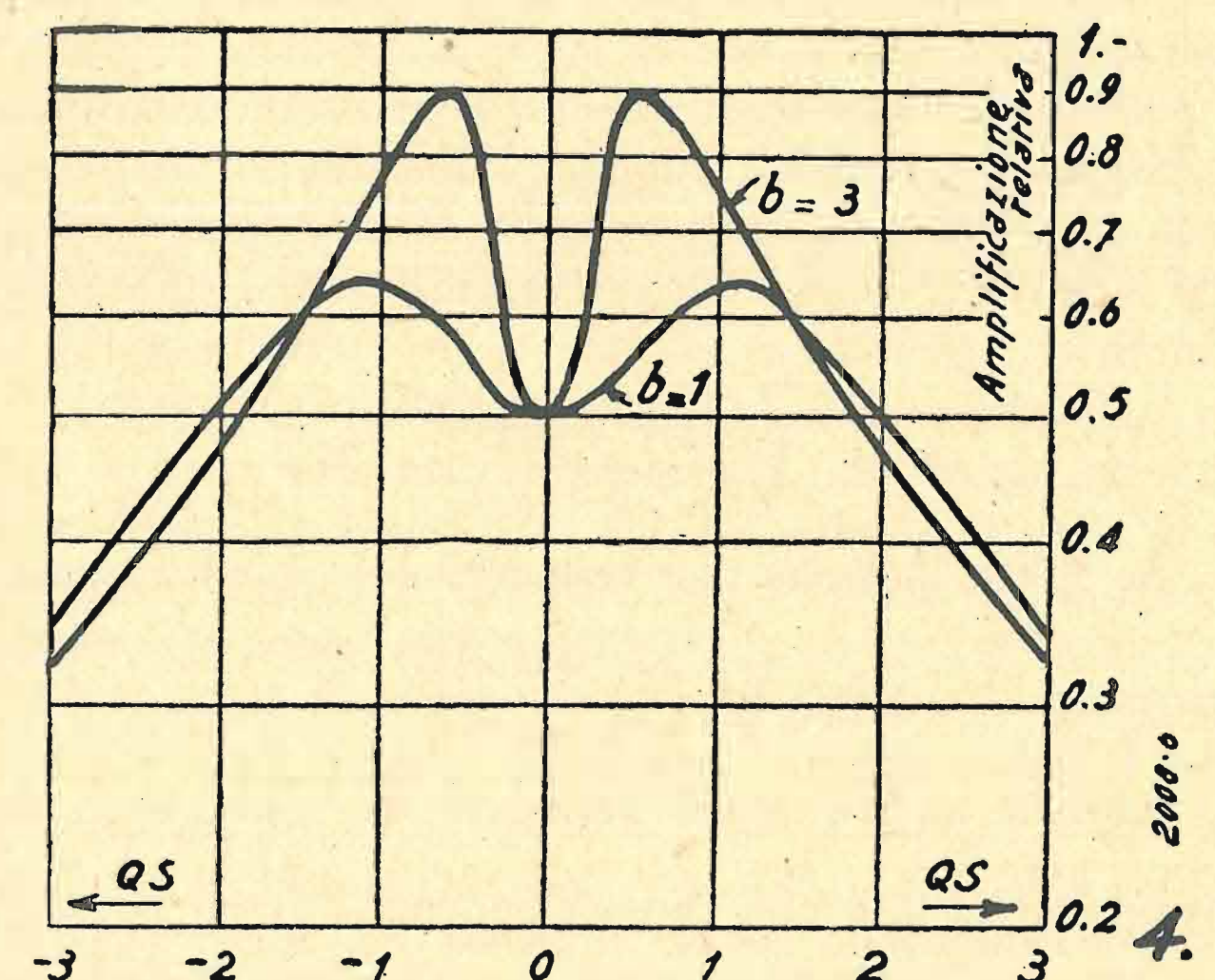



Fig. 4 - *Se il fattore di merito del secondario Q_2 e quello del primario Q_1 sono diversi, l'andamento della caratteristica del primario è fortemente influenzata dal loro rapporto* $b = \frac{Q_2}{Q_1}$

curve di fig. 3 che, posto $k = b = 1$, danno i valori di Δf al variare di Q, per diferse f_0.

(2) L'espressione deriva dalla (5), che è stata così semplificata per evitare, derivando, espressioni che coprirebbero mezza pagina della nostra Rivista. Abbiamo dunque posto:

$$C = 1 + Q_2^2 \delta = 1 + b^2 Q_1^2 \delta^2$$

$$B = (1 + k^2)^2 + (Q_1^2 - 2\, k^2 Q_1 Q_2 + Q_2^2)\, \delta^2 + Q_1^2 Q_2^2 \delta^4 = (1 + k^2)^2 + (1 - 2\, b\, k_2 + b^2)\, Q^3 \delta^2 + b^2 Q^4 \delta^4$$

$$B' = \frac{dB}{d\delta} = 2\,(1 - 2\, b\, k^2 + b^2)\, Q_1^2 \delta + 4\, b^2 Q_1^4 \delta^3$$

$$C' = \frac{dC}{d\delta} = 2b_2 Q_1^2 \delta$$

(3) Vedremo invece, nel seguito, che il secondario non può avere 2 massimi di amplificazione per $k < 1$. Anzi, il massimo può essere uno solo anche per $k > 1$.

Fig. 4 mostra invece un altro aspetto del fenomeno, ossia come le due punte siano tanto più elevate ed acute quanto più b è grande: le curve sono costruite nell'ipotesi di $k = 1$, $Q_1 = 100$.

Venendo ora al secondario, possiamo porre la sua espressione sotto la forma:

$$A_2 = \sqrt{R_{d1} R_{d2}} \frac{k}{\sqrt{B}}$$

Derivando otteniamo:

$$\frac{d}{d\delta} A_2 = -\frac{1}{2} s k \sqrt{R_{d1} R_{d2}} \frac{\sqrt{B}}{B^2} B'$$

Perchè tale derivata sia nulla, basta sia nullo B'. Otteniamo dunque un'equazione di 3° grado:

$$2 b^2 Q_1^2 \delta^3 + (1 - 2 b k^2) \delta = 0$$

che dà 3 soluzioni:

$$\delta = 0 \qquad \delta = \pm \sqrt{\frac{2 b k^2 - b^2 - E}{2 b^2 Q_1^2}} \qquad (9)$$

Ripetendo la discussione fatta per il primario, troviamo che la cuspide sarà una sola quando:

$$k^2 \leq \frac{1 + b^2}{2 b}$$

Per $k >$ di questo valore, si hanno due cuspidi perchè la (9) ammette 2 soluzioni reali.

L'equazione

$$k_0 = \sqrt{\frac{1 + b^2}{2 b}} \qquad (10)$$

ci dà un secondo valore di k, il quale può esser chiamato *critico* altrettanto a ragione, quanto il valore $k = 1$, che già determinammo commentando la (4). Il valore dato da (10) sarà dunque chiamato: *critico di selettività.*

Una prima importante osservazione, tratta dalla (10), è che $k_0 = 1$ se $b = 1$: dunque i due valori critici coincidono se $Q_1 = Q_2$. Se invece $b = 1$, k_0 è sempre > 1. Se infatti $b > 1$ potremo scrivere $b = 1 + d$ ed avremo allora:

$$k_0 = \sqrt{\frac{2 + 2 d + d^2}{2 + 2 d}} > 1$$

Se $b < 1$ potremo scrivere $b = 1 - d$, ed avremo:

$$k_0 \sqrt{\frac{2 - 2 d + d^2}{2 - 2 d}} > 1$$

Anzi il lettore potrà verificare da solo che, nella (10), il risultato non cambia ponendo $\frac{1}{b}$ al posto di b. Questa constatazione è di portata superiore a quanto finora appaia; ed infatti, ritornando alla (6), vediamo che essa è simmetrica rispetto a Q_1 e Q_2 e rispetto a R_{d1} ed R_{d2}. Questo ci dice che detti valori possono scambiarsi due a due senza alterare il risultato; in altri termini, si può scambiare primario e secondario, senza avere variazioni di selettività o amplificazione, *se però le perdite, che abbiamo supposto conglobate nei Q e nelle R_d accompagnano i circuiti nello scambio di posto.*

Il lettore, che conoscesse il calcolo infinitesimale, potrebbe fare un'altra verifica: calcolata la derivata seconda di A_2 nel punto $\delta = 0$, si vedrà che questa derivata è nulla se la (10) è soddisfatta. Si dimostra però che, in queste condizioni, non vi è un flesso ma sempre un massimo. Il massimo sarà dunque molto piatto perchè la curva ha, nel punto in questione, tre punti consecutivi in comune con una retta orizzontale (4).

La proprietà dei filtri di banda, di fornire curve assai appiattite alla sommità, è generalmente nota: la nostra discussione ha tuttavia dimostrato, che ciò è sopratutto vero, se l'accoppiamento è quello critico di selettività. L'accoppiamento critico di amplificazione dà, per quanto riguarda la selettività, delle caratteristiche da filtro virtualmente sotto-accoppiato, a meno, s'intende che sia $b = 1$.

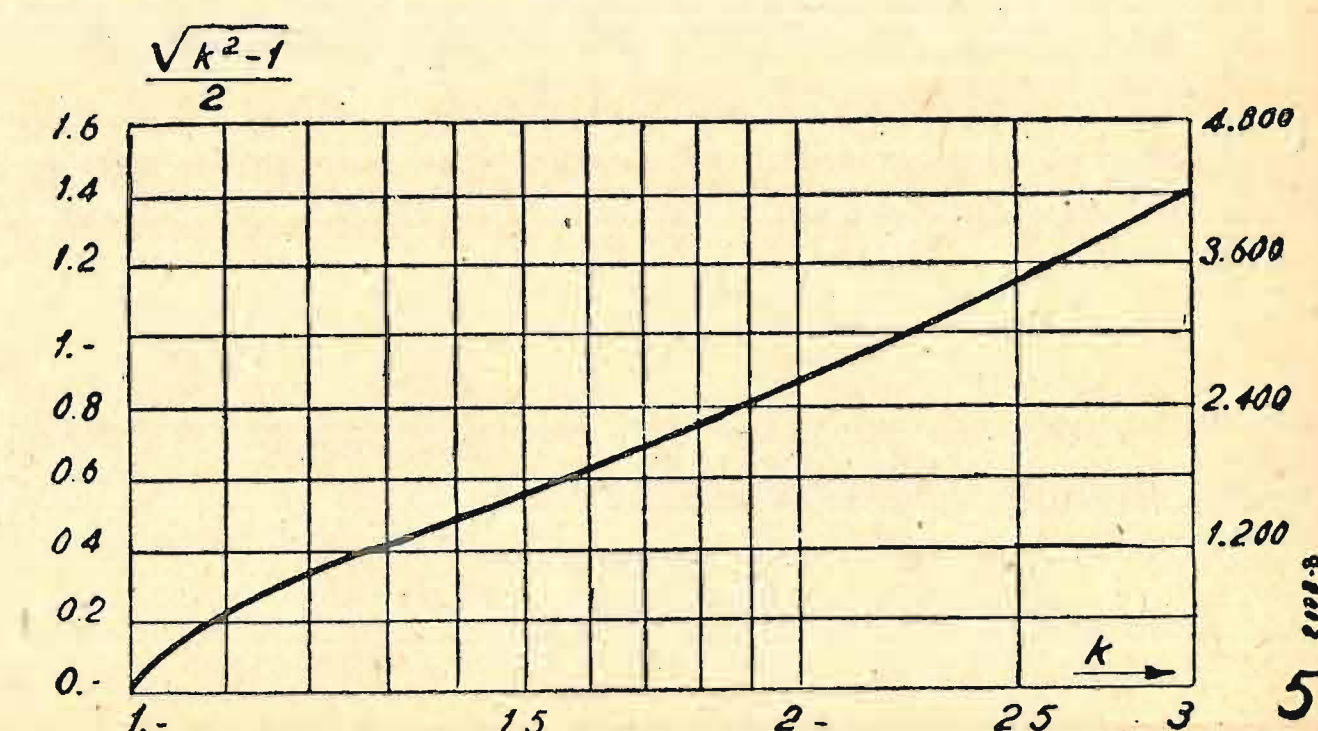



Fig. 5 - *L'amplificazione del primario (I°) e del secondario (II°) di un filtro di banda, nonchè il rapporto di trasformazione (S), sono fortemente influenzati dal fattore di accoppiamento, come la figura mostra. Le curve valgono per la frequenza di risonanza.*

In sostanza, risulta chiaro, che la condizione $b = 1$ è molto favorevole, appunto per la coincidenza dei due accoppiamenti critici: il progettista dovrebbe tendervi sempre, nei limiti del possibile.

Nel caso di filtri sovraccoppiati, la distanza delle cuspidi dalla f_0 si trova sviluppando la (9)

$$\Delta f = f - f_0 = \frac{\pm f_0}{2 b Q_1} \sqrt{\frac{2 b k^2 - b^2 - 1}{2}}$$

e per $b = 1$

$$\Delta f = \pm \frac{f_0}{2 Q} \sqrt{k^2 - 1} \qquad (11)$$

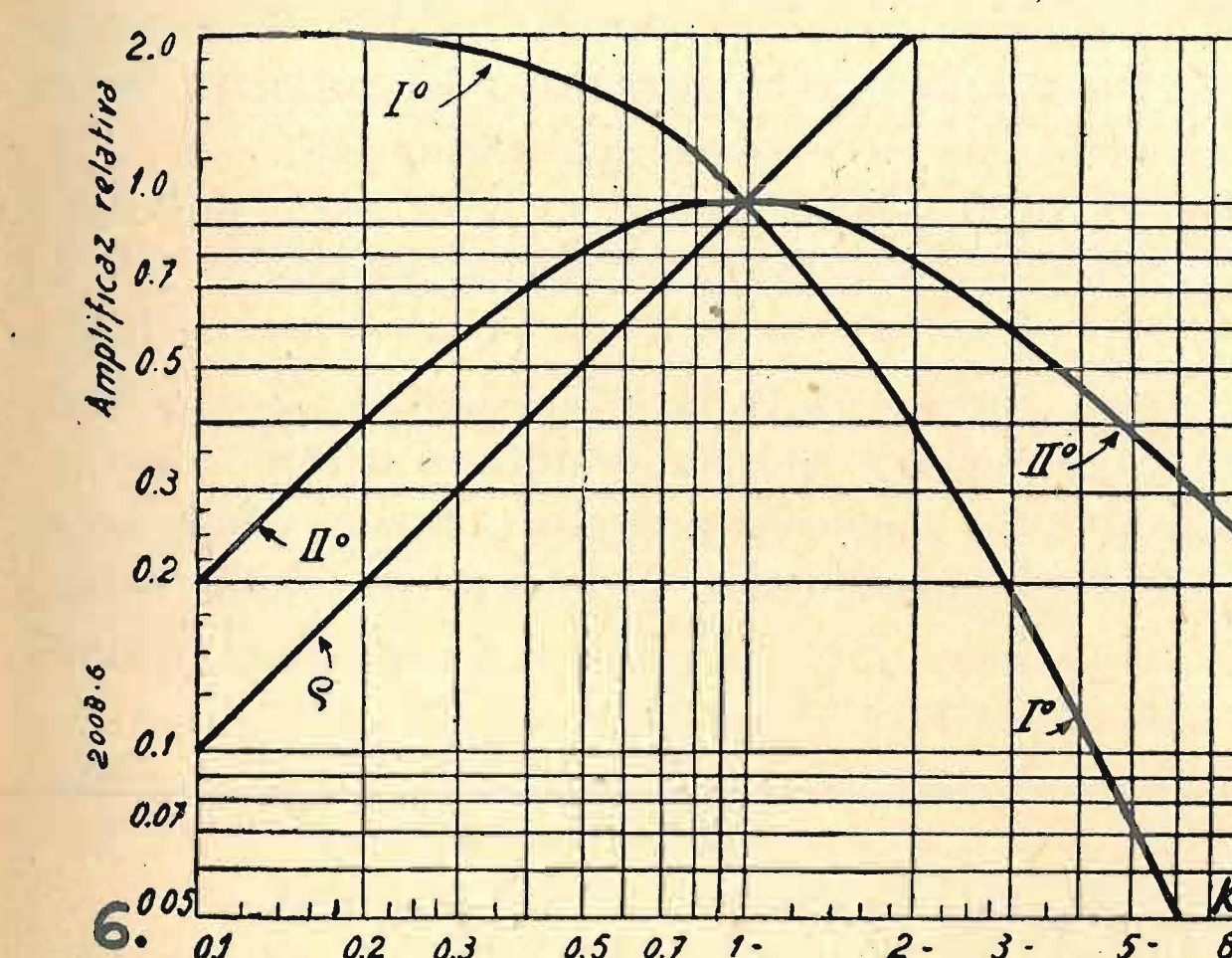
In base alla (11), sono stati calcolati i valori di $\frac{\sqrt{k^2 - 1}}{2}$ essi vengono riportati in fig. 5, dove, sulle ascisse, abbiamo i valori di k, e, sulla scala delle ordinate a sinistra, i detti valori. La stessa fig. 5 serve a trovare i valori di Δf, moltiplicando la scala delle ordinate per $\frac{f_0}{Q}$, ciò che è stato fatto, come esempio, sulla scala delle ordinate a destra, per $f_0 = 465$ kHz, $Q = 155$.

La cosidetta attenuazione del filtro di banda, ossia il rapporto tra l'amplificazione per la frequenza di risonanza e l'amplificazione per una f. qualunque, può essere evidentemente ottenuta dalle espressioni (5) e (5 bis), per il primario, e dalle (6) e (6 bis) per il secondario.

Presa δ come variabile, otteniamo per il primario:

$$\alpha_1 = \frac{(1 + k^2) \sqrt{1 + Q_2^2 \delta^2}}{\sqrt{(1 + k^2)^2 + (Q_1^2 - 2 k^2 Q_1 Q_2 + Q_2^2) \delta^2 + Q_1^2 Q_2^2 \delta^4}} \qquad (12)$$

Per il secondario si ha:

$$\alpha_2 = \frac{1 + k^2}{\sqrt{(1 + k^2)^2 + (Q_1^2 - 2 k^2 Q_1 Q_2 + Q_2^2) \delta - Q_1^2 Q_2^2 \delta^4}} \qquad (13)$$

Da ultimo vediamo l'andamento dell'amplificazione primaria e secondaria, al variare di k. Usando il simbolo $_0$ per indicare le *amplificazioni critiche* per $k = 1$, otteniamo da (5 bis) e (6 bis)

$$\frac{A'_1}{A'_{10}} = \frac{2}{1 + k^2} \qquad (14)$$

$$\frac{A'_2}{A'_{20}} = \frac{2 k}{1 + k^2} \qquad (15)$$

Fig. 6 mostra l'andamento di queste due espressioni. Specialmente la (15) ha importanza nel caso della selettività variabile, appunto perchè ci dice come varia l'amplificazione dello stadio al variare della selettività. Una osservazione interessante è che l'amplificazione secondaria, curva II, per valori di k intorno a 1, varia molto poco al variare di k. Se k varia da 0,5 a 2, l'amplificazione passa da 0,8 a 1, per tornare a 0,8. Naturalmente questo andamento è favorevole nel caso della selettività variabile, poichè permette di ottenere forti variazioni di accoppiamento senza eccessive variazioni di sensibilità. La curva del primario (I°) mostra una ben maggiore sensibilità al variare di k, ciò che, per quanto riguarda l'apparecchio è senz'altro sfavorevole. A titolo di curiosità, è pure riportato, in fig. 6 il valore di ρ, ossia il rapporto di trasformazione effettivo tra secondario e primario, che a suo tempo è stato calcolato (5).

CONCLUSIONI

I lettori saranno ormai convinti, che anche la matematica può dire molto, nel progetto di un apparecchio o nell'interpretazione dei fenomeni che possono presentarsi nel realizzarlo. L'autore ha posta per prima questa conclusione perchè è diffuso il pessimo vezzo di asserire che la teoria non serve a nulla nella radio. E' naturalmente un pregiudizio errato: questo articolo può contribuire a sfatarlo; tanto più quando si tenga presente, anziutto che l'argomento trattato è dei più semplici, ed inoltre che esso non è stato svolto a fondo, perchè chi scrive ha voluto risparmiare ai lettori almeno gli sviluppi in serie, e le derivazioni con più d'una variabile.

Occorre mettere in guardia sul fatto che, nel ricavare le formule, sono state ammesse ipotesi semplificative. Perciò le formule stesse valgono solo quando f non differisce molto da f_0; nella pratica, specialmente quando f_0 vale 465 kHz, l'intervallo di utilizzazione è compreso in $\pm$ 5%, perciò l'approssimazione ottenuta è senz'altro ottima, per frequenze fino a 25 kHz da f_0.

Naturalmente, il valore delle formule sarebbe nullo, se in esse entrassero dei parametri che fosse difficile, o peggio, impossibile misurare.

Tale tuttavia non è il caso nostro; infatti, tutte le formule, che interessano in pratica, sono state espresse in funzione dei seguenti parametri: L_1, L_2, Q_1, Q_2, R_{d1}, R_{d2}, k. Accenniamo dunque alla loro misura o alla loro valutazione.

Per le induttanze, basta la misura col ponte a bassa frequenza. A radiofrequenza, l'induttanza non è più la stessa, tuttavia il divario non è forte, e l'errore può essere accettato. Il ponte a radiofrequenza non è di solito impiegato, per misure interessanti la media frequenza, almeno coi fini che ci riguardano.

I fattori di merito sono anch'essi misurabili, con un errore inferiore al 10 ÷ 5%, ricorrendo a degli strumenti, appositi. Non è il caso di descriverne ora.

Noti i fattori di merito e le induttanze, le resistenze dinamiche sono calcolabili.

Rimane k. Data la 4), si può pensare a calcolarlo, poichè r, ed r_2 sono calcolabili, ed M è, almeno teori-

(4) E' questa una delle rare espressioni imprecise che talvolta il matematico si concede per brevità; essa va rigorosamente intesa come segue: per $k > k_0$, si hanno due massimi per i valori di δ dati dalla 9, più un minimo per $\delta = 0$; quando k tende a k_0, questi tre punti, nei quali la tangente è orizzontale, tendono a coincidere sul valore $\delta = 0$.

(5) Le formule (14) e (15) vanno usate col massimo discernimento, perchè sono valide per la sola frequenza di risonanza f_0. Non si dimentichi però che, superando i valori di k, dati da 8) per il primario e da 10) per il secondario, esiste, pel primario, o rispettivamente pel secondario, un intorno di f_0, per il quale l'amplificazione è maggiore che per la stessa f_0. Sperimentando con portanti modulate a frequenza elevata, l'attenuazione o l'esaltazione delle bande laterali, altera la profondità di modulazione in modo molto sensibile, cosicchè ogni lettura diventa imprecisa. Per la solita frequenza di modulazione di 400 Hz, non sono però da attendere inconvenienti gravi, perchè essa dà bande laterali molto prossime a f_0: tuttavia è consigliabile eseguire le misure con portanti non modulate, ricorrendo perciò al voltmetro a valvola.

camente, misurabile. In pratica però, la mutua induzione non è mai la sola forma di accoppiamento esistente: vi sono anche accoppiamenti capacitivi tra i due condensatori di accordo, tra i collegamenti ecc. Un calcolo di k attraverso alla strada accennata è dunque impossibile.

Fortunatamente esistono altri metodi per valutare k; metodi, che hanno il vantaggio di rendere le formule applicabili al filtro *comunque accoppiato*, anche se l'accoppiamento è misto o puramente capacitivo. Si ricorre alla fig. 6 ed alle formule delle quali essa proviene. Il valore $k = 1$ è determinato dalla massima amplificazione secondaria. Abbiamo tuttavia già visto che questo massimo non è nettamente determinato perchè la curva II° è molto piatta per $k \cong 1$. Bisogna dunque aiutarsi controllando, mediante un voltmetro a valvola il comportamento del primario, la cui caratteristica è invece molto ripida. Quando è praticabile di ridurre a *o* l'accoppiamento, e di misurare l'amplificazione primaria in queste condizioni, si ha poi subito $k = 1$ quando l'amplificazione primaria è dimezzata. Naturalmente, trattasi di misure alquanto delicate, da eseguire con precisione e rapidamente, affinchè siano attendibili, rendendo, almeno in sede sperimentale, rapidamente variabile l'accoppiamento. Comunque, l'esperienza prova a chi scrive, che, anche dalla semplice osservazione dell'amplificazione secondaria, non è molto difficile cogliere, con precisione sufficiente, la condizione $k \doteq 1$.

Determinata questa, tutti gli altri valori di k si trovano facilmente, osservando il comportamento dell'amplificazione primaria o secondaria, a seconda della convenienza. Importante valore di controllo può essere il rapporto di trasformazione ρ, che è molto sensibile al variare di k.

Tutta questa ricerca ha senso in un solo caso, a dir vero molto raro: che si voglia costruire un filtro con k fisso e diverso da 1. In pratica questo si verifica quando si sacrifica tutto alla selettività ($k < 1$) oppure quando si vuole ottenere l'accoppiamento critico di selettività ($k > 1$), o anche il filtro stabilmente sovraccoppiato, per preoccupazioni di qualità.

Se dunque occorre studiare il comportamento del trasformatore ad accoppiamento fisso, si porrà senz'altro $k = 1$, perchè sperimentalmente si tenderà poi a realizzare questa condizione; nel campo della selettività variabile, la variabile è proprio k; anche qui interessano solo le posizioni estreme, per le quali k è tanto lontano da 1, che la sua valutazione sperimentale (in base all'amplificazione secondaria) è facile.

Resta dunque assodato che le formule sono applicabili. Ci si può ora chiedere se, nel progetto di un apparecchio, *sia necessario* applicarle.

Nel caso di apparecchi a selettività fissa, può darsi di no; per apparecchi a selettività variabile, non si dovrebbe farne a meno, pena l'insuccesso probabile della serie, appena posta in fabbricazione. Non si vuole dire, con questo, che elaboratissimi calcoli siano indispensabili in sede di progetto; ma è l'andamento dei vari fenomeni, come è lumeggiato dalla trattazione matematica, che deve essere presente, quando si vogliano evitare inconvenienti seri.

(*continua*)

RECENSIONI

R. MOEBES - Influenza reciproca di servizi radio e di comunicazioni ad onde convogliate - «E. T. Z.», n. 9-10 (1942).

Il servizio di telefonia ad onde convogliate fra le centrali elettriche viene effettuato mediante le stesse linee impiegate per il trasporto dell'alta tensione, ed il campo delle frequenze portanti varia normalmente fra i 6000 ed i 1000 metri (50-300 KHz): detti valori sono pure utilizzati per il servizio di radiodiffusione.

L'A. esamina perciò l'influsso reciproco fra due eventuali trasmissioni alla stessa frequenza nei due sistemi; accenna anzitutto come dati sperimentali confermino che non sia da temere un pratico effetto di radiazione da parte delle linee; al contrario bisogna tenere in considerazione l'esistenza di un campo ad alta frequenza nelle immediate vicinanze delle linee, naturalmente misurabile in mV/m oppure in µV/m.

In proposito alla misura di tale campo descrive un dispositivo munito di antenna astiforme, che permette di costatarne le variazioni, rivelando una diminuzione di campo proporzionale con il quadrato della distanza.

Ricorda infatti come l'intensità di campo sia, per una normale trasmissione ad onde convogliate, di qualche mV/m a distanze di un centinaio di metri dalla linea e di qualche µV/m a 2-3 Km.

L'influenza del campo di una linea ad onde convogliate sugli impianti radio può essere evitata mediante opportuno orientamento delle antenne riceventi.

G. PARMEGGIANI - Dal trasmettitore all'antenna - «Sprazzi e Bagliori», n. 4 (1943).

L'Autore tratta dei radiotrasmettitori di diffusione, che lavorano nel campo delle onde medie, ed accenna ai principali fenomeni di propagazione presentati da queste onde: ricorda infatti come l'energia irradiata da un trasmettitore possa propagarsi, o per onde dirette lungo la superficie terrestre, o per onde riflesse per effetto della presenza della jonosfera, e conclude come sia in generale preferibile, nei casi di normale ricezione, eliminare per quanto più è possibile il ritorno delle onde riflesse.

A ciò contribuisce enormemente la formazione del sistema radiante, che va studiato nel senso di concentrare al massimo l'energia nella direzione orizzontale.

Nei riguardi dell'impianto medesimo risulta inoltre opportuna una distanza di almeno un centinaio di metri fra antenna e stazione trasmittente. Ciò è necessario al duplice scopo di evitare alterazione del diagramma d'irradiazione dell'antenna da parte del fabbricato e perturbazioni nelle apparecchiature del trasmettitore provocate dall'intenso campo esistente nelle immediate vicinanze dell'aereo.

Tratta infine del tipo più conveniente di linea di trasmissione e dei vari modi di ottenere la trasformazione del valore della sua impedenza nel senso di provvedere all'opportuno adattamento, nonchè all'attenuazione delle armoniche.

G. G.

La pratica della televisione

dott. ing. *ALDO APRILE* (2681/16)

Indubbiamente la guerra è un po' la grande colpevole del ristagno della tecnica della televisione, così come è la causa prima della stasi di ogni sviluppo della radiotecnica domestica, in generale.

Siamo giunti alla soglia di quel famoso anno 1940 con un colmo bagaglio di promesse e di speranze: gli ultimi tre anni, che hanno sfociato nel traguardo di dolore e di lutti, hanno segnato un'indiscutibile, sfrenata corsa verso la perfezione della televisione. In tutto il mondo gli Scienziati, i Tecnici, e spesso i Dilettanti, hanno compiuto lavori di mole gigantesca; in America, che attualmente è un po' la fucina delle novità e di un'eclettica modernizzazione, si è giunti alla televisione a colori, alla televisione stereoscopica. In Germania si è costruito il televisore unificato, alla portata di ogni modesto lavoratore, vero gioiello della capacità costruttiva; in Inghilterra si sono costruite innumerevoli teleemittenti, capolavori di perfezione, che costituiscono la più sincera ed evidente prova del progresso compiuto dall'Umanità. In Italia l'ascesa è stata purtroppo un po' più lenta, per quanto in più di un caso si sia giunti a risultati concreti e sufficientemente soddisfacenti. In Giappone, in Olanda, in Svizzera, ovunque la via dell'ascesa è stata trascorsa. Poi la Guerra, con i suoi cannoni, con i suoi radiolocalizzatori, con i suoi aeroplani, ha steso un sipario sulla scena del progresso della televisione, ed ha distratto tecnici e scienziati dalla loro fatica, così lodevolmente iniziata.

Occorreva fare il punto su quanto si era realizzato, soprattutto in Italia, e aggiornare il più possibile, pur restando nei limiti della coerenza, la letteratura italiana, per quanto concerne la televisione, poichè, se dobbiamo essere sinceri, tale letteratura è piuttosto muffita e superata.

Ho voluto offrire il mio modesto contributo in questo ardito tentativo, e spero di essere riuscito a raggiungere il mio scopo: quello cioè di volgarizzare, per quanto mi è concesso, quel meraviglioso ramo della scienza moderna che si chiama « televisione ». La mia fatica si è indirizzata soprattutto verso lo svolgimento pratico delle tesi impostemi. La teoria è stata appena sorvolata; e non credo di avere errato nel far ciò, in quanto fui preceduto nel mio lavoro dal valente Collega Prof. Dott. Ing. Rinaldo Sartori, con le Sue egregie lezioni sviluppate sulle colonne di questa stessa Rivista. Lezioni che, per la loro limpida chiarezza, e per la loro ineguagliabile compiutezza, sono degne di rappresentare la forza di ingegno di chi le ha trattate.

Più volte, nel corso delle mie notizie, ho voluto abbracciare una accentuata concisione; altre volte ho preferito dilungarmi oltre misura. Credo di avere giustamente valutato le capacità assimilatrici dei miei lettori.

Non sempre ho presentato, di un certo dispositivo, tutti i sistemi esistenti, nè le modificazioni più recenti; e così, ad esempio, parlando dei segnali, ho tralasciato di citare il metodo americano di modulazione negativa. Ma anche questo mio procedere è stato dettato da evidenti motivi di brevità, e dal fatto che, se di ogni argomento avessi dovuto citare tutte le soluzioni possibili e quelle realizzate, non mi sarei limitato a scrivere un corso di televisione, bensì sarei stato l'autore di un'enciclopedia di televisione.

D'altra parte assicuro il lettore anche su questo punto, promettendogli di completare il mio lavoro, a corso finito, con un'appendice, in modo che le lacune lasciate lungo il percorso faticoso, siano convenientemente colmate, e che i dubbi siano altrettanto convenientemente fugati.

Del resto, per mantenere questa promessa, dovrò, in parte, ricorrere allo stesso lettore, il quale, se a questo corso prenderà parte con interesse e buona volontà, potrà suggerirmi le sue critiche intelligenti, e propormi la strada da seguire per perfezionare la mia opera.

PARTE I

Tecnica della ricezione

CAPITOLO I

CHE COSA È LA TELEVISIONE.

Non credo sia il caso di spiegare il significato della parola « televisione » a chi conosce che cosa significhi la parola « radio »: tutta l'umanità civile si è interessata profondamente dell'argomento e una buona parte di questa umanità contemporanea crede ancora oggi che il problema più interessante e, nello stesso tempo, più arduo sia proprio quello che tratterò in questo volume.

Tuttavia, per uniformarmi alle usanze, darò anch'io la brava definizione della parola che caraterizza l'argomento in esame. Dirò allora che « la televisione è l'arte di vedere a distanza ciò che con l'aiuto limitato degli occhi e dei normali mezzi ottici di avvicinamento non è possibile vedere ». Questa definizione, pur essendo vera, non è completa, poichè è sempre doveroso chiamare televisione un collegamento di tal genere, anche

quando la distanza che separa trasmettitore e ricevitore è brevissima. Diremo allora che « la televisione è l'arte di vedere a distanza con l'aiuto di collegamenti radio ».

Si realizza tale stupefacente risultato usando uno speciale congegno capace di analizzare istantaneamente la scena o immagine che si vuol trasmettere, e di trasformare in impulsi elettrici ciò che l'analizzatore vede. Questi ultimi, opportunamente filtrati ed amplificati, vengono successivamente trasmessi ad una stazione lontana ricevente, ove si compie il « miracolo » della riproduzione visiva, su un apposito schermo.

Una differenza sostanziale distingue nettamente la televisione dalla radiofonia; in quest'ultima pratica accade quanto appresso:

Due onde sonore, di differente frequenza, si combinano e formano un'onda composta. Se riusciamo a produrre una corrente elettrica, variante nello stesso modo di tale onde combinata, noi potremo trasmettere e poi, in seguito, riprodurre l'originale onda mista, semplicemente applicando la corrente elettrica prodotta ad un congegno reintegratore (cioè all'altoparlante). Non è pertanto necessario ripristinare le due onde componenti, e riprodurle separatamente.

Così, se per esempio, vogliamo trasmettere i suoni prodotti da un violino e da una chitarra durante una suonata, uniremo semplicemente le due onde relative ai due strumenti, ottenendo l'onda composta; invieremo quest'ultima in un apparato capace di generare una corrente elettrica, e, al ricevitore, ci interesseremo di trasformarla in una acustica (altoparlante), senza riprodurre separatamente le due onde generatrici. Ciononostante, ascoltando i suoni emessi dall'altoparlante, riusciremo a distinguere nettamente e separatamente le armonie prodotte dai due strumenti musicali.

Il fenomeno è del resto intuitivo: l'orecchio umano, anche ascoltando direttamente le armonie del violino e della chitarra, riceverà l'onda sonora risultante, senza avere la capacità di scindere quest'ultima nelle sue componenti.

Questa proprietà di reciprocità della riproduzione dei suoi, abbastanza agevole, è molto differente dalla proprietà che si deve applicare in televisione. Quivi le caratteristiche luminose devono essere ricevute in ogni parte del soggetto in esame, e debbono essere trasmesse sparatamente, il che rende la realizzazione televisiva alquanto più difficoltosa.

Già conosciamo come avviene il collegamento radiofonico tra due stazioni: si tratta di trasmettere e di ricevere una serie di impulsi elettrici, modulati in frequenza o in ampiezza, quando tale modulazione è la riproduzione dell'andamento delle onde sonore in esame.

Ora immaginiamo di avere una serie di tali correnti elettriche, modulate, e che la modulazione provveda a regolare un'apposita sorgente di luce, nel senso di renderla più o meno rapidamente fluttuante e più o meno brillante; se al trasmettitore la modulazione elettrica è risultata parallela alla variazione luminosa della sorgente di luce, al ricevitore avremo la riproduzione fedele di quanto avviene in trasmissione.

La difficoltà suprema però consiste nel coordinare i successivi impulsi di luce prodotti dall'esame dell'immagine, e questo argomento è stato studiato profondamente dai più eminenti tecnici del mondo per molti anni.

La scansione.

In molti modi si è cercato di rendere possibile la trasmissione a distanza di immagini, ma l'unico sistema che ha dato risultati notevoli è quello che usa il processo di « scansione ».

Supponiamo, per comodità e semplicità, di dover trasmettere a distanza una fotografia o un disegno; non ci è possibile trasmettere il panorama di tutta la fotografia in una sola volta, e ne vedremo le ragioni. Osserviamo invece con il nostro apparecchio analizzatore un punto estremo della figura, in modo che si stabilisca se tale punto è luminoso o meno; l'analizzatore stesso registra questa illuminazione e genera, o consente di generare, una corrente elettrica, la cui intensità è proporzionale, secondo una certa e stabilita scala, all'intensità luminosa del punto « esplorato ». Fatto questo primo passo, esaminiamo un altro punto della figura, vicinissimo al precedente, muovendoci in senso orizzontale o verticale, a piacere. Otterremo un'altra corrente elettrica, che anche questa volta ci indicherà l'intensità luminosa del punto per secondo esplorato. Questo processo di osservazione continua, finchè l'analizzatore avrà esaminato una stretta striscia dell'immagine lungo tutto un lato. Ripetiamo allora l'operazione, ritornando ad esaminare l'angolo iniziale, portandoci però lungo una striscia vicinissima a quella originale, non coincidente. Se, per esempio, procediamo ad una osservazione nella direzione verticale, l'analizzatore avrà esaminato tutta la striscia verticale estrema dell'immagine, partendo dal basso e procedendo verso l'alto. In un secondo tempo ritornerà a esaminare il punto situato a destra in basso, però leggermente spostato verso sinistra, percorrendo una striscia parallela alla prima, ad essa vicinissima, verticale. In tal modo tutta l'immagine verrà esplorata, e si dirà che è stata effettuata la « scansione » verticale dell'immagine stessa. Ciascun elemento di quest'ultima, più o meno rapidamente, verrà passato in esame, la sua luminosità verrà registrata e conseguentemente una serie di correnti elettriche caratterizzerà l'insieme della scansione.

Se ora noi adatteremo l'apparato ricevitore, in modo che compia esattamente lo stesso lavoro, e con uguale velocità, naturalmente in maniera reciproca, è evidente che il ricevitore riprodurrà un'immagine che sarà la fedele copia dell'originale.

L'esempio che abbiamo citato comporta una scansione nel senso verticale; un identico risultato avremmo ottenuto se la scansione fosse stata in direzione orizzontale, e anzi oggigiorno questo è il sistema più largamente usato.

Il fattore tempo.

Il trasmettitore e il ricevitore compiono quindi un lavoro perfettamente analogo, benchè opposto. Mentre l'uno e l'altro apparato operano l'esplorazione dell'immagine (esplorazione diretta ed esplorazione di rigenerazione), tutte le zone elementari del trasmettitore che sono illuminate fortemente provocano una forte corrente elettrica, che, pervenendo sotto forma di modulazione al ricevitore, producono nello schermo di questo dei punti molto luminosi.

Dove invece si riscontrano aree elementari del soggetto scure, cioè poco o nulla illuminate, il complesso analizzatore non genera alcuna corrente elettrica, o se la genera, questa è di intensità bassa. Di conseguenza, al ricevitore, per questa esplorazione elementare, risulterà una luce debolissima o addirittura nulla.

Da questo andamento delle considerazioni, appare evidente che, nelle varie frazioni di tempo, con un parallelismo fedele, ciò che si verifica nel trasmettitore, deve ripetersi esattamente nel ricevitore, nel senso che, per aree esplorate scure, si contrapporranno illuminazioni sullo schermo finale flebili, e per aree elementari chiare si avranno in corrispondenza illuminazioni forti e brillanti.

Il concetto riuscirà certamente chiaro, data la sua relativa semplicità; questo processo viene pertanto applicato nella teletrasmissione delle immagini fisse, per telgrafia o per radio. I segni di luce non appariranno, in questo caso, sullo schermo, ma serviranno per influenzare una adatta pellicola sensibile del tipo di quelle usate nella fotografia, la quale registra con carattere permanente l'insieme dei particolari luminosi.

Purtroppo, in televisione, non è questa la sola e maggior difficoltà; nelle trasmissioni di soggetti fissi, come fotografie e disegni, il fattore tempo non ha importanza; infatti, per tale operazione, è consentibile un dispendio di tempo pari anche a qualche minuto primo; tale durata può essere anche aumentata, quando si richiede un complesso di dettagli rilevante, e, d'altra parte, ciò si ottiene effettuando scansioni su striscie più strette e più vicine l'une alle altre, quindi più numerose.

La persistenza ottica.

In televisione l'immagine viene ottenuta, come si è visto, per punti, cioè essa viene costruita mediante l'unione di tutti i punti elementari che la compongono. Il punto luminoso traccia quindi, muovendosi, il nostro quadro ottico, ma con una tale velocità, che ci è impossibile seguirlo tratto tratto nella sua corsa. In altri termini noi non possiamo osservare il processo di costruzione, ma unicamente il risultato. Affinchè questo possa essere realizzato, è necessario che l'occhio dell'osservatore sia dotato di una « persistenza delle immagini », cioè che esso, vedendo un punto luminoso, conservi questa visione anche quando il punto stesso è sparito o ha cambiato di posto, almeno per un periodo di tempo relativamente lungo.

Se tale fenomeno non accadesse, non potremmo mai avere la sensazione di vedere alcuna immagine, perchè, per quanto veloce possa essere il cammino del punto luminoso, esso non potrà logicamente trovarsi in due differenti punti nello stesso istante; stando così le cose, l'occhio vedrebbe una serie di punti slegati l'uno dall'altro, pur ammettendo all'occhio la possibilità di venire impressionato pressocchè istantaneamente.

Se invece, apparendo sullo schermo il primo punto della lunga serie, l'occhio riesce a conservarne l'influenza almeno finchè l'ultimo punto è apparso, l'osservatore avrà l'impressione di vedere una linea continua, formata appunto dall'unione dei diversi punti luminosi.

Se questa condizione si verifica durante il tempo necessario per scandire l'intera immagine, se cioè, essendo trasmesso l'ultimo punto luminoso della serie, si conserva ancora la visione del primo punto trasmesso, potremo avere l'impressione di vedere una immagine completa e continua.

Fortunatamente l'occhio umano è dotato di questa interessantissima caratteristica, e tale qualità è risultata oltremodo utile allo sviluppo della televisione, che, altrimenti, sarebbe risultato di una difficoltà incalcolabile.

Il fenomeno della vista è dovuto a minimi, inapprezzabili mutamenti chimici nella retina dell'occhio, e questi mutamenti, per aver luogo, richiedono un tempo relativamente lungo (circa 1/15 di minuto secondo), e lo stesso tempo viene richiesto per il ritorno alle condizioni iniziali.

La durata della persistenza delle immagini sulla retina è anche funzione della luminosità delle immagini stesse. Così, se, stando in un luogo oscuro, noi osserviamo un oggetto fortemente illuminato, chiudendo successivamente gli occhi avremo la sensazione di vedere ancora ciò che si è osservato ad occhi aperti e con una certa quantità di dettagli, e per un tempo ben superiore a 1/15 di secondo.

Nella cinematografia usuale, la persistenza delle immagini sulla retina è la base principale di tutti i principii. Una immagine viene proiettata sul telone bianco che ha le funzioni di schermo, per un tempo di circa 1/30 di secondo; segue immediatamente dopo un brevissimo periodo di oscurità completa, periodo che ha la durata di circa 1/120 di secondo; in questo intervallo all'immagine precedente se ne sostituisce un'altra, che è simile alla prima e ne differisce solo minimamente nei particolari; questa seconda immagine viene quindi proiettata, anch'essa per 1/30 di secondo, cui segue un altro periodo di oscurità di 1/120 di secondo. Il ciclo continua secondo questi criteri, e, come risultato pratico, l'occhio dell'osservatore vede un'immagine continua, magari in movimento, grazie al fenomeno della persistenza accennata. Analizzando il processo, appare evidente che l'occhio, osservando la seconda immagine, è ancora influenzato dalla prima, e, in definitiva, esso vede più di una immagine contemporaneamente, il che provoca la sensazione della continuità del quadro e del suo movimento.

La costruzione dell'immagine.

La televisione, allo stato attuale, si serve dello stesso fenomeno per il suo funzionamento. Lo studio dei più illustri cultori delle scienze televisive, da qualche tempo

si è orientato verso la ricerca della possibilità d'impiegare il sistema « panoramico », ossia di trasmettere e di ricevere le immagini, non già per punti elementari, costituenti il complesso, bensì per intiero. Finora questi studi non hanno dato che risultati nettamente negativi, e si ricorre ancora all'ormai vecchio sistema a scansione, con opportuni aggiornamenti che ne migliorano le qualità e l'efficacia.

Con tale sistema, come abbiamo già visto, è necessario formare l'immagine riunendo i suoi punti elementari, e questa operazione deve essere effettuata in un tempo brevissimo. Occorre inoltre che mentre l'occhio sta osservando l'ultima parte del quadro, abbia ancora l'impressione dei primi punti trasmessi in modo da rendere completa e continua la visione da parte dell'osservatore.

Se l'oggetto che deve essere trasmesso in visione non è fisso (come potrebbe essere una fotografia, un disegno, una scrittura, ecc.), ma è dotato di un movimento, allora i dettagli forniti dai vari punti luminosi saranno leggermente differenti da quelli forniti precedentemente, dalle successive immagini, e allora l'osservatore potrà così avere l'impressione del movimento, nello stesso modo che l'avrebbe con una proiezione cinematografica.

Il tempo relativo alla persistenza delle immagini sulla retina non è uguale per tutti gli individui; probabilmente il caso di 1/15 di secondo è poco frequente, e si riferisce a quei soggetti dotati di una persistenza più breve. Lo scienziato Yesuima, giapponese, in uno studio profondo trattante l'argomento, stabilisce che, salvo casi da considerare unici, il tempo in questione, per tutti gli individui, ha come limiti 1/13 di secondo e 1/15,5 di secondo.

Ritornando all'argomento che stavamo trattando, diremo quindi che il processo di costruzione delle immagini mobili deve aver luogo almeno con la sequenza di 12 immagini e mezza per minuto secondo, e ciò per avere una visione soddisfacente.

Naturalmente, più immagini si possono avere in un minuto secondo, maggiore sarà la fedeltà di riproduzione delle immagini; con 12 quadri e mezzo al secondo i risultati appaiono appena appena discreti, direi quasi tollerabili, perchè risultano accompagnati da un noioso tremolio, alquanto distinto, che disturba abbastanza l'osservatore. Per questo motivo oggigiorno si usano velocità di scansione di quadro alquanto più elevate. Della necessità di elevare la rapidità di operazioni e dei sistemi usati tratteremo nel prossimo capitolo.

Per opporre a simili inconvenienti adeguate soluzioni di miglioramento, si è pensato anche di introdurre il fenomeno della persistenza in qualche parte del complesso rice-trasmittente.

Finora abbiamo supposto che il punto luminoso, dopo avere registrato sullo schermo la sua posizione e la sua intensità, sparisca, per stabilirsi in una porzione di schermo immediatamente vicina alla precedente, e per produrre la stessa registrazione ottica. In realtà un siffatto procedimento è del tutto realizzabile e altrettanto facilmente raggiungibile. In tutti gli apparati dei televisori primordiali, infatti, questo sistema veniva usato, e dava risultati relativamente soddisfacenti. In seguito si è pensato di usare uno schermo fluorescente (cioè tale che ogni suo punto, colpito da un raggio speciale, luminoso o no, a seconda del suo impiego, sia reso luminoso), che continui a brillare anche dopo che il raggio incidente, provocante la fluorescenza, sia passato, o sia annullato. La persistenza della fluorescenza, tuttavia, non dovrebbe perdurare troppo a lungo, poichè, se ciò fosse, sarebbe impossibile la perfetta riproduzione. dei quadri successivi, che si sovrapporrebbero confusamente sui precedenti. Occorrerebbe perciò provvedere affinchè la persistenza della fluorescenza avesse una durata perfettamente uguale al tempo necessario per la completa scansione di una immagine.

Negli schermi usanti il sistema a raggi catodici, e di cui sarà parlato ampiamente in seguito, è spesso introdotta una persistenza parziale, e sembra che questo accorgimento abbia fornito dei risultati più che buoni.

Il dettaglio.

Abbiamo visto che è necessario eseguire l'operazione di costruzione apparente dell'immagine in un tempo alquanto breve. Questa rapidità di procedere rende seriamente difficoltosa la realizzazione del sitema. Si tratta di difficoltà pratiche, per esaminare le quali è necessario studiare il processo della scansione in dettaglio. Per semplificare la nostra analisi, supponiamo che l'immagine da trasmettere sia una semplice scacchiera, costituita da una serie di quadrati bianchi alternati, con quadrati neri, e che il punto luminoso scandente sia di forma circolare, di diametro piccolo, ma non esageratamente. Seguiamo quindi passo passo il lavoro progressivo di questo punto e facciamo tesoro delle conseguenze logiche che ne risulteranno.

Supponiamo in un primo tempo che i quadrati bianchi e neri costituenti la scacchiera siano tutti uguali tra loro in dimensioni, e che queste ultime corrispondano a quelle del punto scandente, cioè che il diametro del punto luminoso sia corrispondente al lato di uno dei quadratini elementari.

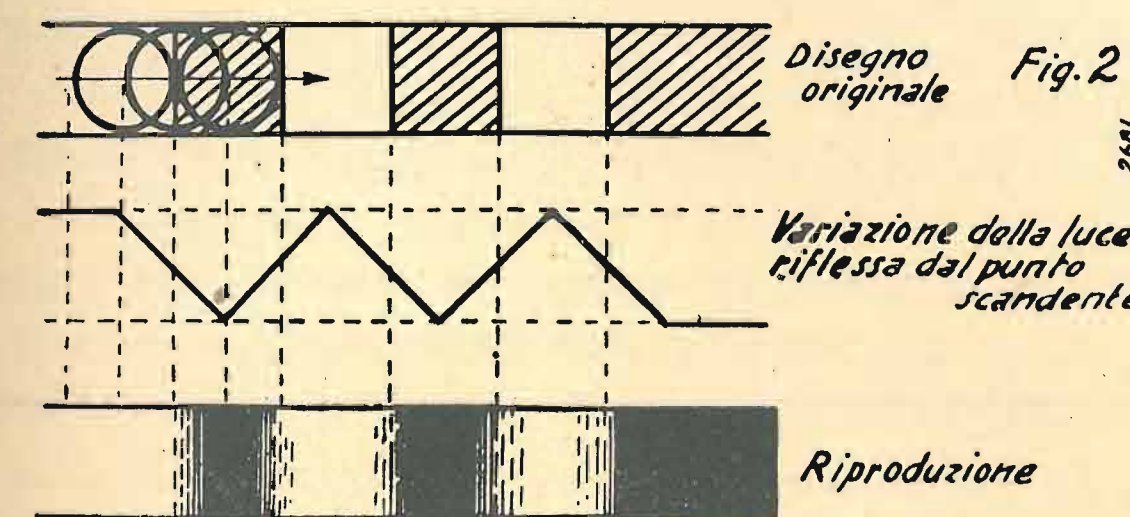
Consideriamo la prima posizione del punto luminoso: esso si trova esattamente su un quadratino bianco; per la proprietà di riflessione dei corpi, diremo che in queste condizioni dal soggetto da esaminare sarà riflessa la maggiore intensità di luce; grazie ai dispositivi otticoelettrici, di cui considereremo la struttura e il funzionamento, si avrà una corrispodente indicazione di massimo, che verrà opportunamente registrata.

Se il punto luminoso si trovasse invece su un quadratino elementare nero, per la citata proprietà di riflessione, nessuna luce sarebbe riflessa, e la registrazione relativa fornirebbe una indicazione di minimo.

Il punto scandente, nel suo ciclo di lavoro, si troverà talvolta a coprire contemporaneamente due quadratini, uno bianco e uno nero, adiacenti, o meglio, il punto stesso illuminerà nello stesso tempo una porzione bianca e una porzione nera. In questa posizione la luce riflessa dall'oggetto sottoposto a scansione avrà un valore

compreso tra un massimo e un minimo, cioè intermedio, corrispondente circa alla metà della massima illuminazione.

Conseguentemente il punto luminoso, spostandosi nella sua operazione di selezione, azionerà il relais fotoelettrico fornendo la seguente serie di valori: un massimo, relativo alla scansione della porzione bianca, valori decrescenti, in relazione all'illuminazione di parti decrescenti bianche e parti crescenti nere, un minimo, corrispondente all'esplorazione della zona nera, valori crescenti, dovuti alla perdita di particolari scuri e all'acquisto di nuovi valori chiari. In definitiva l'immagine al ricevitore riprodurrà perfettamente le zone corrispondenti al centraggio del punto luminoso sui quadrati bianchi o su quelli neri, ma recherà una riproduzione approssimata dei bordi, senza alcuna definizione degli orli, che saranno trasformati in semplici sfumature. Nella figura 2 si può osservare: in alto una porzione del disegno da trasmettere, con la traccia delle successive posizioni del punto luminoso; a metà, il diagramma relativo alle variazioni della luce riflessa dal punto scandente; in basso, la riproduzione sullo schermo del ricevitore del disegno a scacchiera.

Se i quadratini della nostra figura da trasmettere fossero di dimensioni maggiori, ferme restando quelle del punto luminoso, allora ben si comprende che la definizione che ne risulterebbe sarebbe alquanto migliorata, e questo miglioramento sarebbe appunto maggiore se maggiore fosse la grandezza dei quadratini stessi. In questo caso vi sarebbero delle posizioni ben definite di massime e minime illuminazioni, corrispondenti alle aree bianche e nere, ma questi massimi e minimi avrebbero una durata maggiore, e le sfumature, tra l'uno e l'altro quadrato, pur rimanendo in dimensioni esattamente uguali a quelle precedenti, apparirebbero di minore sviluppo, poichè l'occhio le considererebbe ancora in funzione della totale superficie dei quadratini.

Se invece i quadratini del nostro esempio fossero più piccoli, il processo della scansione condurrebbe a risultati pessimi: il punto luminoso coprirebbe sempre più di un'area, e si otterrebbe una confusissima riproduzione di un grigio pressocchè uniforme.

Osservando con attenzione quanto è stato esposto nelle righe precedenti, balza evidente una conclusione, e cioè che per ottenere i migliori risultati sarà opportuno impiegare per la scansione un punto luminoso molto piccolo, e di forma quadrata, poichè questo consentirebbe la massima illuminazione sulla frazione d'immagine, per un dato diametro di apertura.

A migliorare il dettaglio apparente, ci si vale anche del movimento che di solito è legato al soggetto da trasmettere; infatti, in pratica, i risultati sono alquanto migliori di quanto potrebbe sembrare dall'analisi sofistica del processo della scansione; è appunto il movimento dell'immagine che concorre al miglioramento in questione.

Quanto si è detto è servito per dimostrare che la più piccola quantità di dettagli è ottenibile quando il punto luminoso scandente ha un diametro pari alla larghezza di un'area elementare unicolore unitona; ma è sempre possibile aumentare il dettaglio stesso aumentando il numero di linee.

Spettro della frequenza.

Esaminiamo un'altra volta il processo di scansione che avviene sulla scacchiera già considerata, e supponiamo che i lati dei quadratini siano uguali al diametro del punto luminoso esplorante. In questa operazione abbiamo visto che otterremo dei massimi di luce riflessa alternati con dei minimi, seguiti da altri massimi, e così di seguito; si dirà allora che otterremo un « ciclo » di scansioni.

I relais fotoelettrici che fanno parte del complesso esplorativo, convertiranno queste tonalità luminose in correnti elettriche, i cui valori saranno pressocchè proporzionali alle diverse intensità luminose.

Nel caso tipico della nostra scacchiera, la corrente così generata varierà da zero (quando il punto luminoso copre completamente una zona nera) al massimo valore (quando il punto coincide con un quadratino bianco). Come si è spiegato, la variazione non sarà istantanea, ma graduale, e la corrente elettrica risulterà allora della forma riportata nel diagramma della figura 2.

Per esplorare la scacchiera, il punto luminoso incomincerà a scandire la prima linea, costituita dalla sequenza di quadratini elementari bianchi e neri. Ma questa operazione sarà compiuta in un tempo brevissimo, e l'intera linea verrà esplorata in una modestissima frazione di minuto secondo. Siccome, dal diagramma della fig. 2 sappiamo che la corrente generata avrà la forma di una oscillazione, la cui lunghezza d'onda è uguale alla distanza tra due quadratini non consecutivi, (cioè che l'oscillazione avrà un'inversione completa ogni due quadratini), sarà possibile calcolare il numero di queste oscillazioni che saranno generate in un minuto secondo, trovando il numero di elementi sui quali il punto luminoso è passato. Tali elementi, che nel nostro caso sono semplicemente i quadratini della scacchiera, e che corrispondono in dimensioni al diametro del punto scandente, per ipotesi, sono chiamati « punti d'immagine ». Se il quadro da esplorare, come nel nostro esempio, è quadrato, sarà evidente che il numero dei punti di immagine in ciascuna linea sarà uguale al numero di linee. Normalmente l'immagine da esplorare è più lunga che larga, secondo la direzione della scansione; la proporzione tra la lunghezza nella direzione della esplorazione e la larghezza attraverso le linee, viene chiamata « proporzione d'immagine ».

Siano m i punti d'immagine per ciascuna linea, ed n il numero di linee; scriveremo allora $m = Kn$, dove K è appunto la proporzione d'immagine.

Per ciascuna linea scandita, le oscillazioni provocate dal punto luminoso saranno logicamente $m/2$; se le linee sono n, come si è detto, le oscillazioni che avranno luogo per ogni quadro saranno $mn/2$; e se in un minuto secondo verranno scanditi p quadri, il numero totale delle oscillazioni provocate in un secondo sarà uguale a $pmn/2 = mkn^2/2$.

Stando così le cose, possiamo affermare che questa sarà la più alta frequenza generata, dappoichè abbiamo considerato che la nostra immagine da trasmettere sia costituita da tante aree elementari, provocanti tutte una oscillazione nella corrente. Ciò tuttavia, non è rigorosamente corretto, perchè un'onda di forma triangolare, come quella mostrata in fig. 2 è sempre ricca di armoniche, le quali possono avere una frequenza molto più elevata di quella fondamentale. Ma per gli scopi previsti dalla presente trattazione, l'espressione citata è del tutto adeguata.

In pratica si riscontra nell'apparecchiatura una certa inerzia, tale che, in definitiva, la corrente non varierà esattamente secondo il diagramma discusso, ma subirà mutamenti d'intensità solo quando dal relais fotoelettrico verrà avvertita una rapida transizione dal bianco al nero o viceversa. Allora quando il punto luminoso scandente si troverà tra due successivi quadratini, di tinta differente, non provocherà la graduale inversione nel relais, e, se questo avrà la proprietà di funzionare soltanto per i valori estremi (massimo e minimo), si avrà la rapida inversione esattamente solo quando il punto luminoso si troverà a metà tra un quadratino e l'altro adiacente. Con questo processo, risulta evidente che le aree elementari verranno falsate nelle loro dimensioni e nel loro risalto.

Come vedremo in seguito, in pratica vi sono molti fattori che concorrono a ritardare il cambiamento di corrente, e questo inconveniente incide sfavorevolmente sulla bontà del dettaglio.

Dalla relazione algebrica sopra annotata, si è visto che la più alta frequenza richiesta aumenta col quadrato del numero di linee adottate. Con i vecchi televisori, ad esempio con quello a 30 linee del Baird, usando una sequenza di 12 quadri e mezzo al secondo, la massima frequenza stabilita era di 13.000 cicli al secondo. Con un moderno complesso di trasmissione ad alta definizione, e usando la scansione di 25 o di 50 quadri al secondo, la frequenza massima richiesta supera di gran lunga il milione di cicli al secondo. Per tale motivo, nelle moderne definizioni, si usa stabilire le frequenze di scansione in megacicli anzichè in cicli.

LIMITAZIONI DELLA FREQUENZA.

Vediamo ora come tali estreme frequenze possono essere impiegate e trasmesse dagli apparati di televisione. La questione è della massima importanza e delicatezza. Per dare un'esempio comprensibile della grande differenza che sorge tra le trasmissioni di televisione e quelle normali radiofoniche, citeremo un caso molto eloquente. Le attuali radiotrasmissioni modulate lavorano con una banda di frequenza pari al doppio della frequenza massima di modulazione; nella stragrande maggioranza dei casi, o addirittura in tutti i casi, la frequenza massima di modulazione è di circa 4500 cicli al secondo, il che porta ad una conseguente banda di trasmissione di 9.000 cicli. Se, per ipotesi, si ha una trasmissione su una lunghezza d'onda di metri 600 (corrispondente ad una frequenza di 500.000 cicli al secondo), essa occuperà un campo di frequenza compreso tra 495.500 e 504.500 cicli al secondo, ossia tra due estremi di 4500 cicli per parte sulla frequenza portante. Oggigiorno, in seguito ad un accordo internazionale, tutte le stazioni radiotrasmittenti d'Europa sono distribuite su lunghezze d'onda tali da consentire a ciascuna di esse una banda di modulazione di 4500 cicli, e una banda di frequenza di 9.000 cicli. Ogni trasmittente, quindi, dovrà avere almeno 4500 cicli di lasco per ciascun lato della sua portante.

In televisione abbiamo su questo argomento serissime difficoltà; ciò poichè le frequenze di modulazione che si richiedono, come si è visto, salgono a valori superiori a 1 megaohm, ossia si dovrebbero avere frequenze di modulazione maggiori della portante stessa. Questo, naturalmente, per ottenere delle definizioni almeno tollerabili. Non abbiamo quindi che un solo sistema per far fronte a questo gravissimo inconveniente; aumentare di gran lunga le frequenze delle onde portanti, in modo che le frequenze di modulazione risultino una piccola frazione di esse. Siccome, per alte definizioni, si richiedono delle modulazioni a frequenza di qualche megaciclo, ne deriva che le relative portanti dovranno avere frequenze dell'ordine di 40-50 megacicli, a cui corrispondono lunghezze d'onda intorno ai 6-7 metri. Questo accorgimento però è praticamente del tutto realizzabile, e oggi si può affermare che tutte, o quasi tutte le stazioni radiotrasmittenti di televisione lavorano con lunghezze d'onda limitatissime, proprio aggirantesi sui 5 metri. E così, in un certo momento, si è osservato lo strano risultato che gli scienziati cultori della televisione hanno dovuto rivolgere i loro studi sulle onde metriche, per risolvere i gravi problemi che si profilavano irti di difficoltà. Si può essere soddisfatti dei risultati raggiunti, i quali sono buoni e del tutto realizzabili anche da tecnici di levatura meno eccelsa. Il principale e forse unico inconveniente che è rimasto da eliminare consiste nella impossibilità di trasmettere a grandi distanze, come è spiegato nel capitolo IX.

(continua)

L'alimentazione di radioapparecchi in corrente continua

dr. G. TOMBA

(2533)

GENERALITA'.

Il problema dell'alimentazione di radioapparecchi da reti in corrente alternata è già stato ampiamente studiato, anche di recente, su questa rivista.

Vogliamo perciò occuparci ora di alcuni casi meno frequenti, ma non per questo meno interessanti, che si incontrano nella pratica, quando, per qualsivoglia motivo, si abbia a disposizione, per l'alimentazione di apparecchi radio, solamente sorgenti di energia a corrente continua.

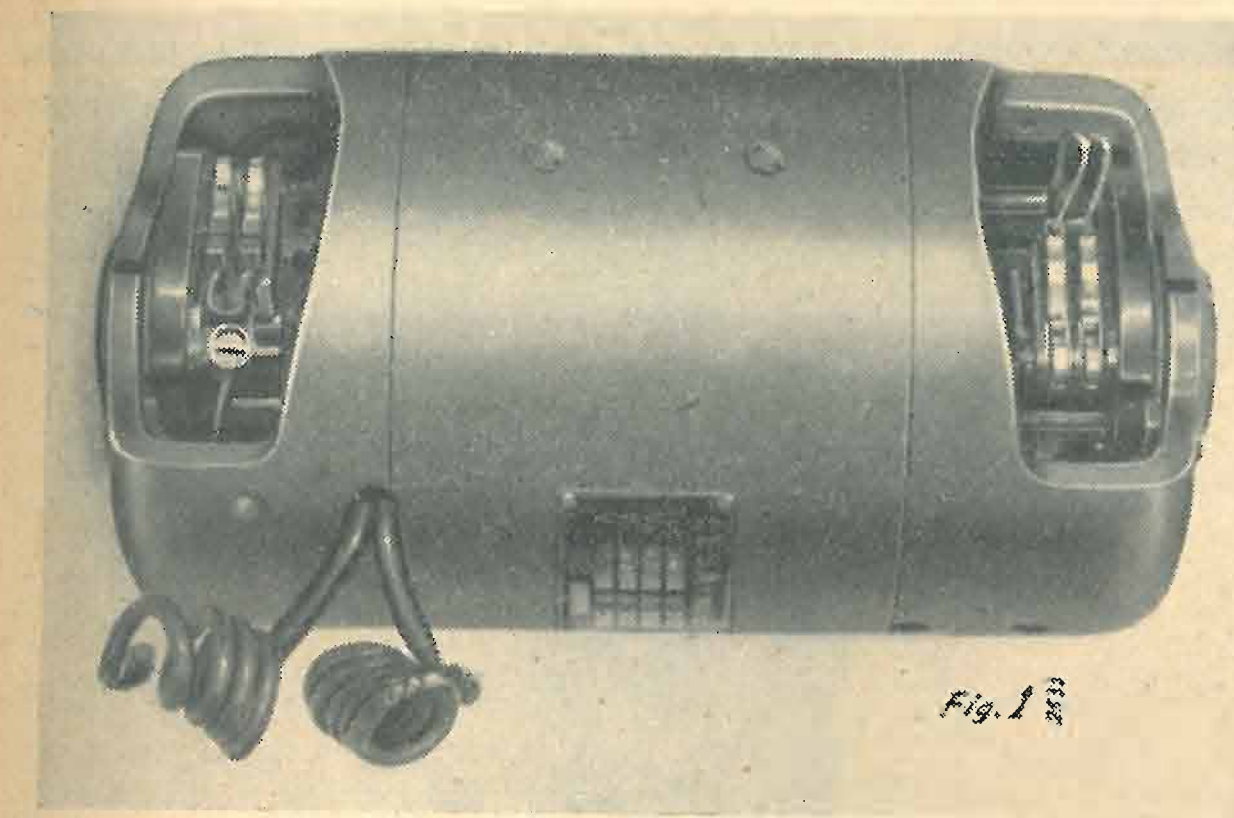



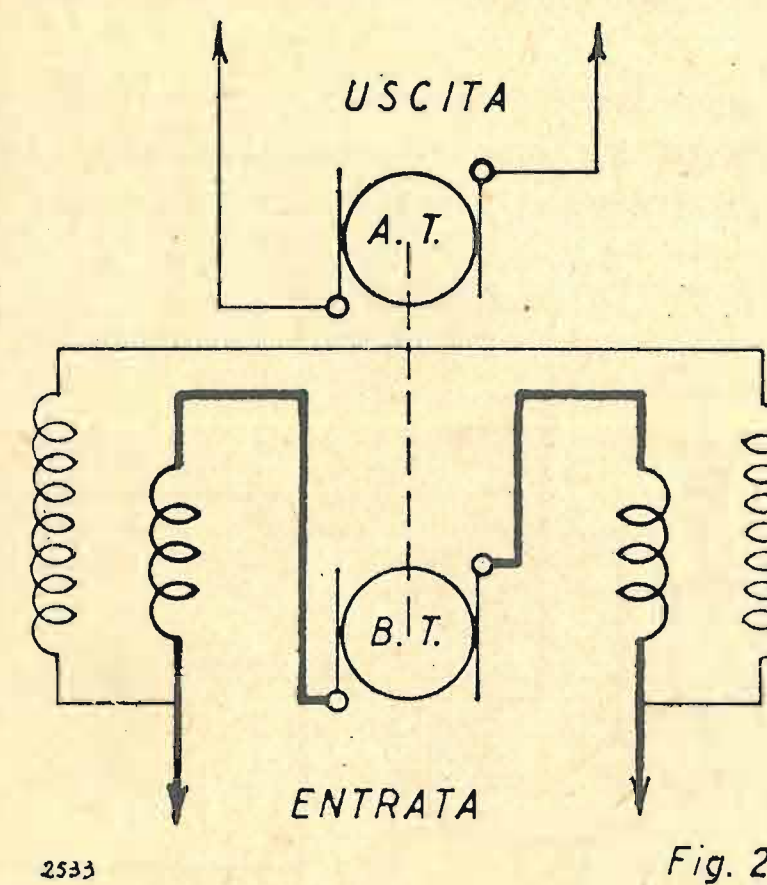
Fig. 1

Qui viene subito di per se stessa la prima suddivisione:

— sono disponibili batterie di accumulatori,

— è disponibile una rete di distribuzione a corrente continua.

Il primo caso comprende la massima parte delle installazioni mobili e trasportabili, nei campi degli usi civili, militari e di vari servizi d'interesse pubblico quali: le applicazioni per i Vigili del fuoco, per la Polizia, ecc.

Il secondo caso riguarda invece installazioni generalmente fisse e tralasceremo quindi di occuparcene, perchè può rientrare nello studio, già più volte apparso in questa rivista, di apparecchi radio alimentati in continua; oppure comprende rare eventualità in cui il possessore di un normale apparecchio radio per c. a. si trasferisce in località dotate di rete in c. c. Per quest'ultima applicazione varranno le stesse considerazioni, che esporremo nello studio del primo caso.

2533 Fig. 2

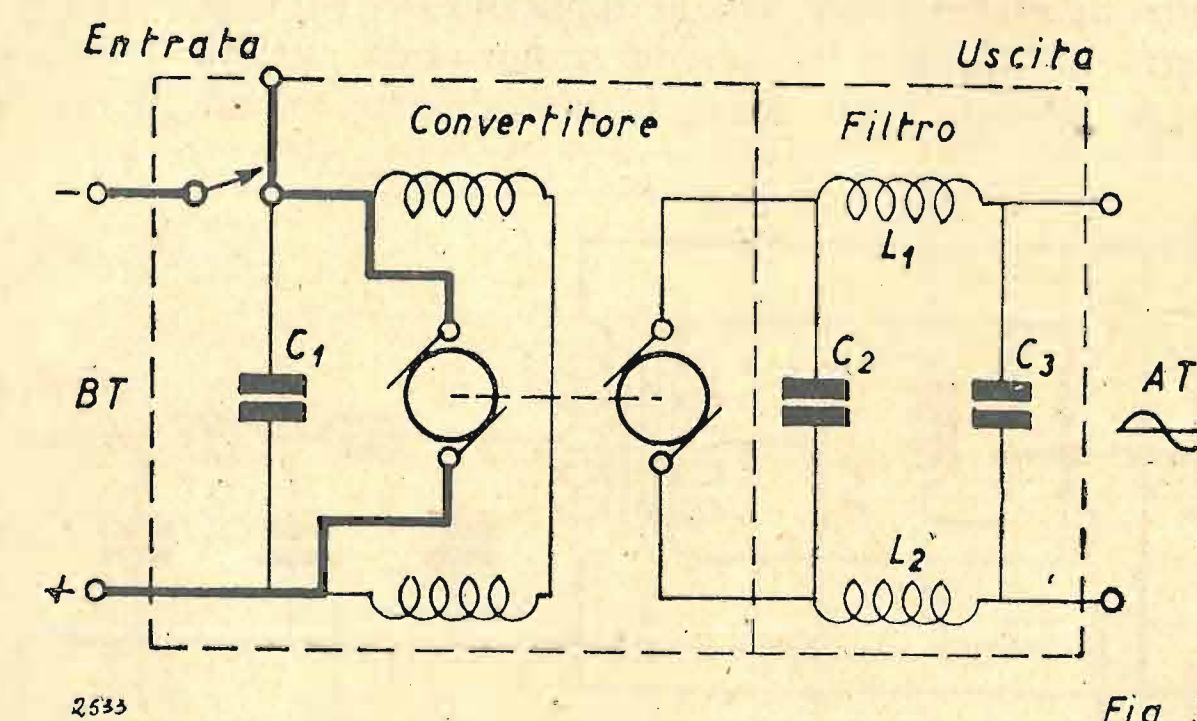
ALIMENTAZIONE DA BATTERIE DI ACCUMULATORI.

Come abbiamo già accennato rientrano in questo caso le applicazioni mobili in ogni campo: marino, terrestre ed aereo, applicazioni che, specie nelle attuali circostanze hanno preso il massimo sviluppo.

In tempo di pace, l'applicazione mobile sin qui più diffusa era costituita dall'*autoradio;* ma l'alimentazione da batterie può interessare molti altri casi in cui, per essere in località sprovviste di rete luce o forza motrice, (montagna, campagna, usi coloniali) l'utente radio non può disporre della normale sorgente di energia. Ci si presenta intuitivamente una seconda suddivisione:

— devono essere alimentati da batterie apparecchi di *tipo normale,* previsti cioè per il collegamento a normali reti c. a.

— devono essere alimentati da batterie apparecchi *appositamente studiati allo scopo,* cioè con valvole generalmente a basso consumo di filamento, la cui accensione è prevista da batterie.

La prima alternativa porta all'impiego dei così detti *« convertitori »;* sono così chiamati tutti quegli apparecchi che provvedono ad erogare corrente alternata (o utilizzabile come tale)

2533 Fig. 3

partendo dalla corrente continua fornita dagli accumulatori, elevandone anche opportunamente la tensione in modo che tale c. a. si possa immettere nell'alimentatore dei comuni apparecchi radio, non altrimenti di come avverrebbe se essi fossero collegati alla rete a corrente alternata.

La seconda alternativa porta allo studio e all'impiego di dispositivi che, sostituendosi al comune « gruppo alimentatore » dei soliti radioapparecchi, siano adatti ad elevare la tensione della batteria al livello occorrente per gli anodi e per le griglie speciali delle valvole. Questi dispositivi, eroganti una o più tensioni continue, passano generalmente sotto il nome di *« survoltori ».*

L'industria radio nazionale ha messo sul mercato numerosi tipi di « convertitori » e di « survoltori » che possono però tutti raggrupparsi come segue:

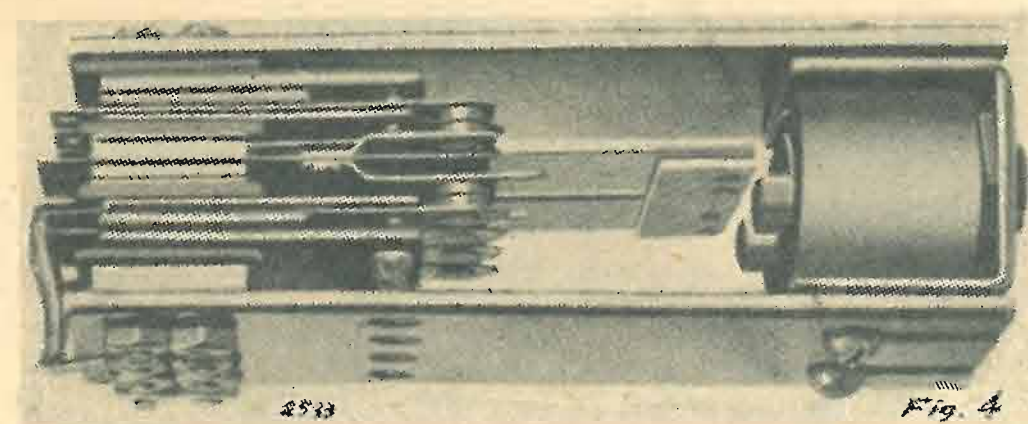
— *convertitori e survoltori rotanti,*

— *convertitori e survoltori a vibratore,*

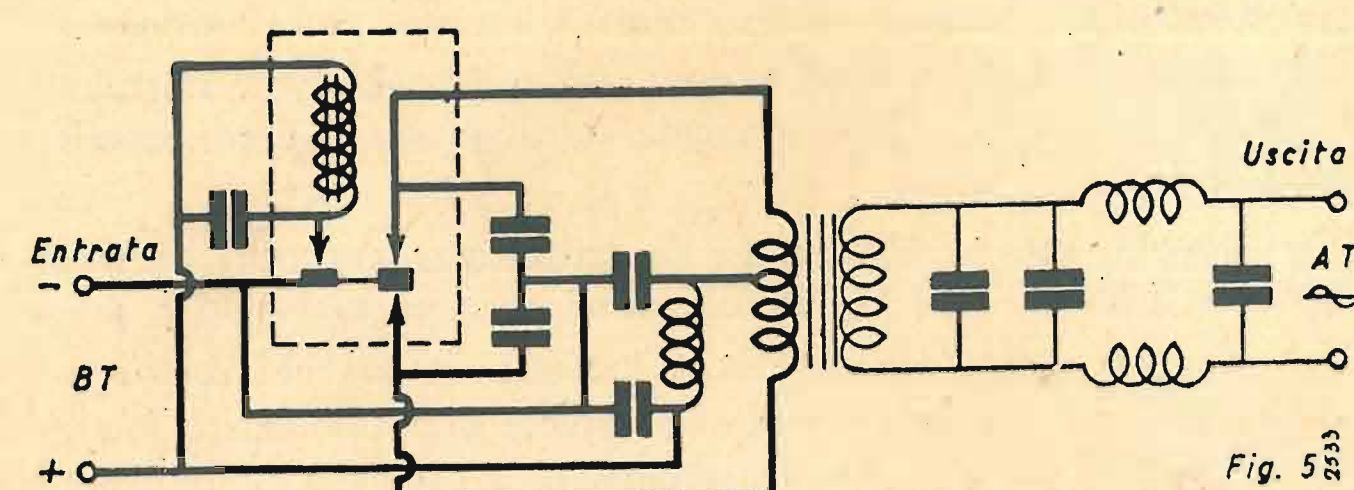
— *convertitori e survoltori con macchine ad interruzione.*

I primi due tipi sono già molto noti e perciò vi accenneremo brevemente, mentre daremo maggiori dettagli sul terzo tipo, che, di più recente creazione, si è peraltro nettamente affermato in numerosissime applicazioni militari e quindi, è da ritenersi sicuramente sanzionato dall'uso pratico.

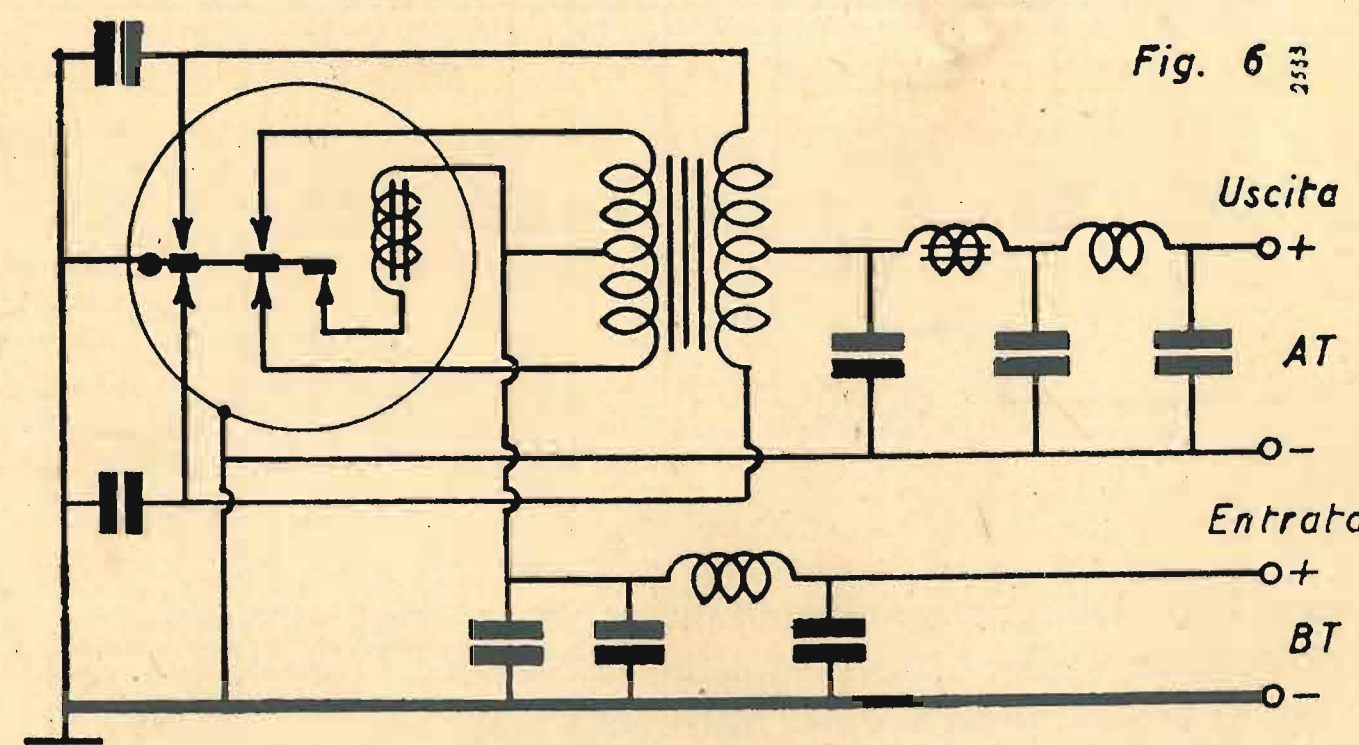
Tutti questi dispositivi erogano tensioni che non possono venire direttamente applicate agli apparecchi radio, ma deb-

Fig. 4

bono essere preventivamente filtrate. Detti filtri sono di due categorie:

filtri d'arresto contro i disturbi d'alta frequenza, che possono essere convogliati al radioapparecchio a causa dello scintillio alle spazzole, ai contatti, ecc.; vengono realizzati nei già

Fig. 5

noti tipi passa-alto, passa-basso, di banda, con impedenza per A. F. anche a nuclei magnetici;

filtri di spianamento, che si applicano nei survoltori quando si tratta di livellare la corrente raddrizzata uscente a forma pulsante. Questi filtri sono sostanzialmente uguali a quelli

Fig. 6

di cui è munita l'uscita dei comuni alimentatori d'ogni apparecchio radio.

I convertitori e *i survoltori rotanti,* sono vere e proprie macchine elettriche (fig. 1) costituite da minuscoli gruppi motogeneratori, nei quali, a maggiore economia di peso, di materiali e di ingombro, si ha, di regola, un solo avvolgimento di eccitazione (comune alla parte motrice e alla parte generatrice) e quindi un solo sistema induttore; l'avvolgimento rotorico può essere unico o separato, ma comunque la parte generatrice è sempre avvolta sul medesimo indotto rotante della parte motrice. Si ottiene così, dato il risparmio di peso e di attriti e le minori dispersioni magnetiche, un rendimento superiore a quello ricavabile mediante gruppetti con motore e generatore separati.

La batteria di accumulatori alimenta a bassa tensione l'induttore comune e l'avvolgimento indotto motore; si ricava poi la tensione sopraelevata sia dallo stesso avvolgimento indotto, mediante opportuni accorgimenti quando questo è unico, sia da un avvolgimento indotto separato, quando si abbiano due avvolgimenti sullo stesso nucleo.

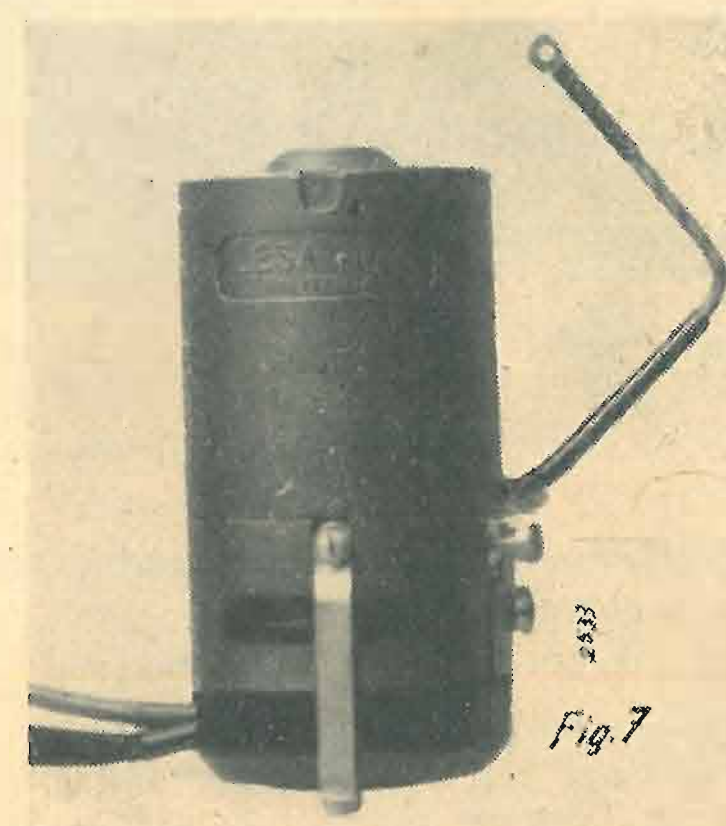
Quanto alle caratteristiche elettriche, limitandoci al campo delle piccole applicazioni radio (non vi è, in effetti alcun limite di potenza nella possibilità di costruzione di queste macchine) possiamo dire che, in massima, il rendimento elettrico si aggira intorno al 40% mentre (fig. 2) la tensione secondaria ottenibile, se si tratta invece di convertitori o di survoltori ad avvolgimenti rotorici di alta tensione separati dall'avvolgimento «motore» la tensione secondaria d'uscita può avere un qualsivoglia valore.

Notiamo però che dai convertitori e dai survoltori rotanti, a differenza di quanto si può ottenere, mediante adatti schemi, che verranno più oltre illustrati, *non è ricavabile che una sola tensione secondaria d'uscita,* (salvo un caso particolare e relativamente più complicato in cui, dal survoltore si ottengono due tensioni diverse tra loro, ma sempre legate nel rapporto $1 \div 2$).

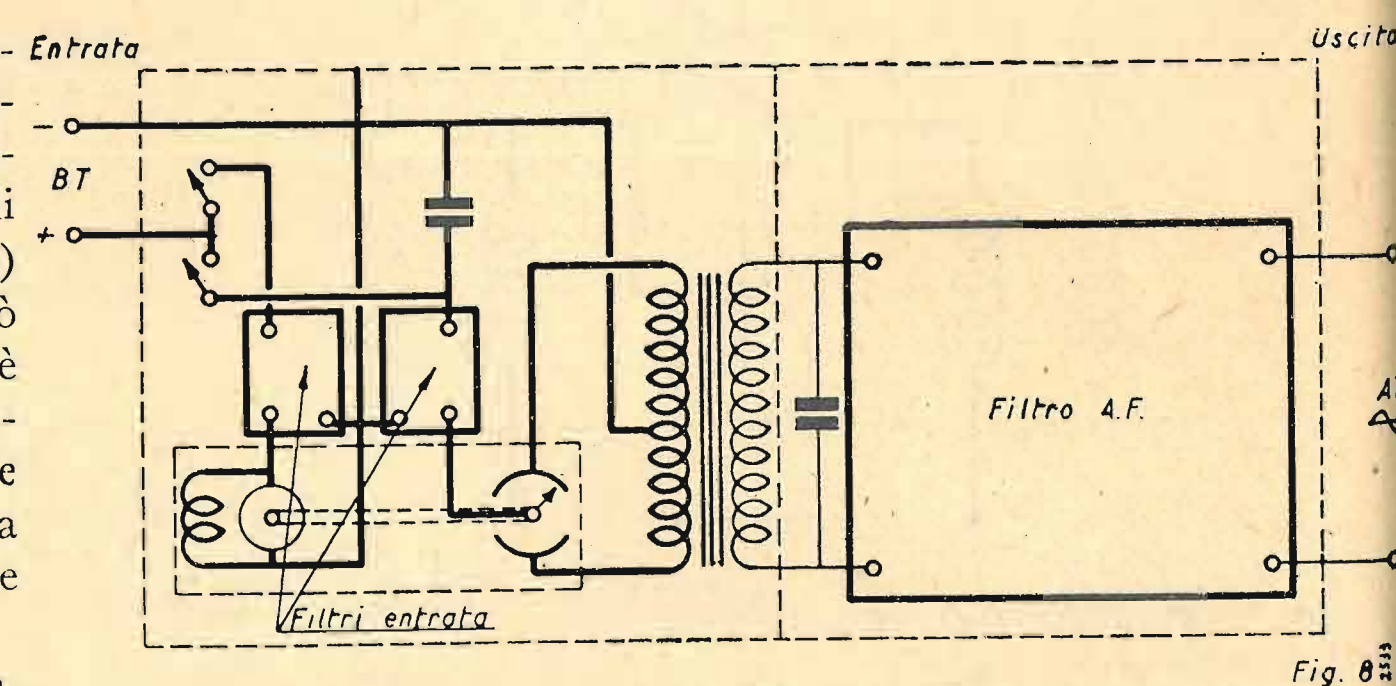
Lo schema di fig. 3 indica come, in linea di massima, possa comporsi un alimentatore munito di convertitore rotante adatto per apparecchi radio normali in c. a.

Sostanzialmente differente dai precedenti sistemi, che contemplano veri generatori d'energia, è l'alimentazione che impiega il *vibratore*.

Il vibratore (fig. 4) già più volte descritto in questa rivista, è un dispositivo elettromeccanico costituito da un elettroma-

Fig. 7

gnete alimentato dalla batteria B. T., il quale coi suoi contatti vibranti chiude, alternativamente l'una o l'altra metà del circuito primario d'uno speciale trasformatore-elevatore. Per tal modo la corrente a bassa tensione agisce sul trasformatore a rapidissimi impulsi, che generano flussi magnetici di senso opposto, a seconda della sezione primaria che viene istantaneamente inserita.

La tensione secondaria erogata dal trasformatore, è assimilabile, come effetto, ad una tensione alternativa (salvo il così detto «fattore di forma») il cui valore massimo dipende dal

Fig. 8

rapporto di trasformazione del trasformatore. Utilizzando direttamente questa corrente alternata per l'alimentazione di radioapparati, il complesso di apparecchi di cui fa parte il vibratore funziona da *convertitore* (fig. 5).

E' anche possibile, sempre avvalendosi di un vibratore munito di una seconda serie di contatti vibranti in fase con quelli primari, di raddrizzare la predetta tensione secondaria, che verrà ad assumere in tal caso la forma d'una tensione rettificata pulsante. Questo nuovo dispositivo funziona da *survoltore* e con gli opportuni filtri già dianzi accennati, può direttamente alimentare in c. c. i radioapparecchi (fig. 6).

Il vibratore, apparentemente semplice, deve essere realizzato con grandissima accuratezza e con materiali di alte qualità meccaniche ed elettriche, se si vuole avere una certa durata ed eliminare disturbi provocati dall'alta temperatura cui giungono i contatti vibranti. E' comunque da tenersi presente *che il campo d'applicazione del vibratore* (almeno per la produzione nazionale) è limitato alle piccole potenze, dato che i tipi reperibili sul mercato sono adatti per potenze rese non superiori ai $15 \div 30$ Watt; il rendimento si aggira sul 50%.

La soluzione più generale del problema dell'alimentazione è senza dubbio quella offerta dalle *macchine a interruzione,* che

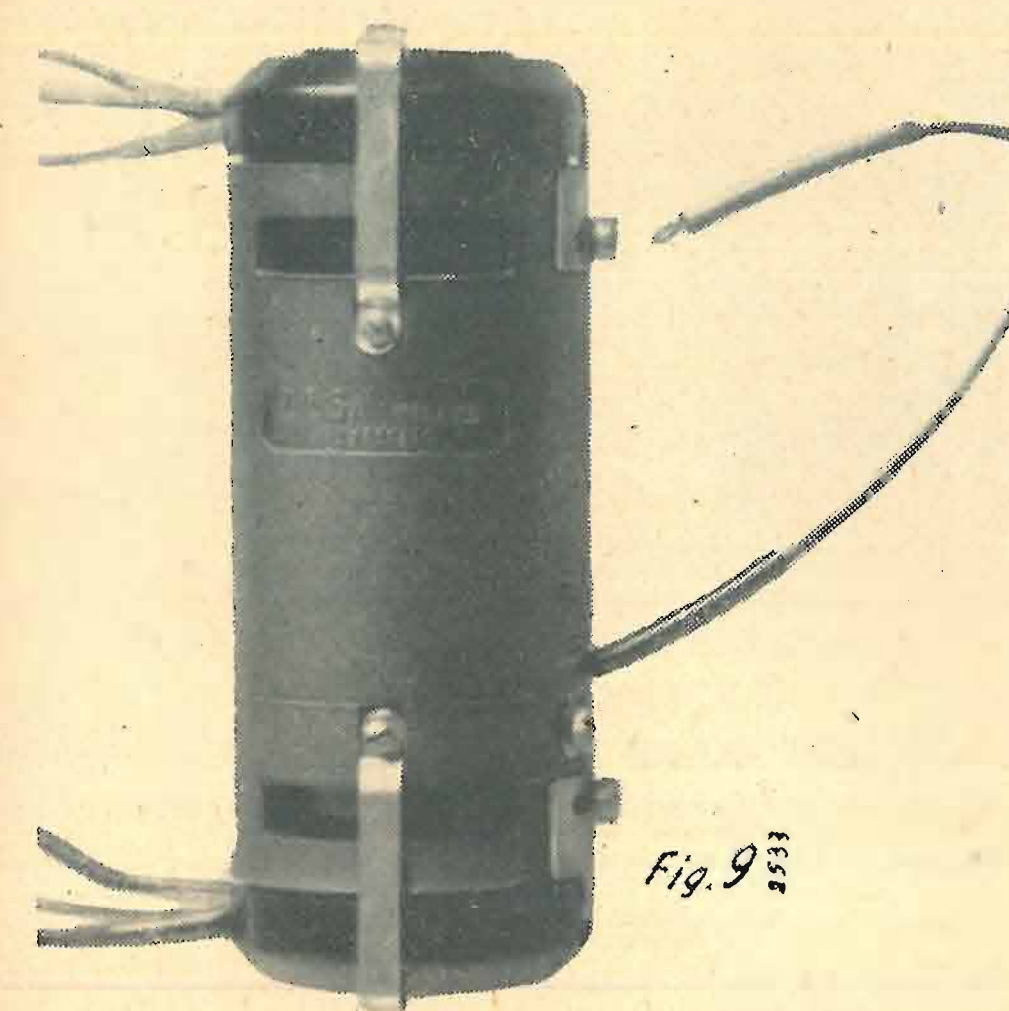
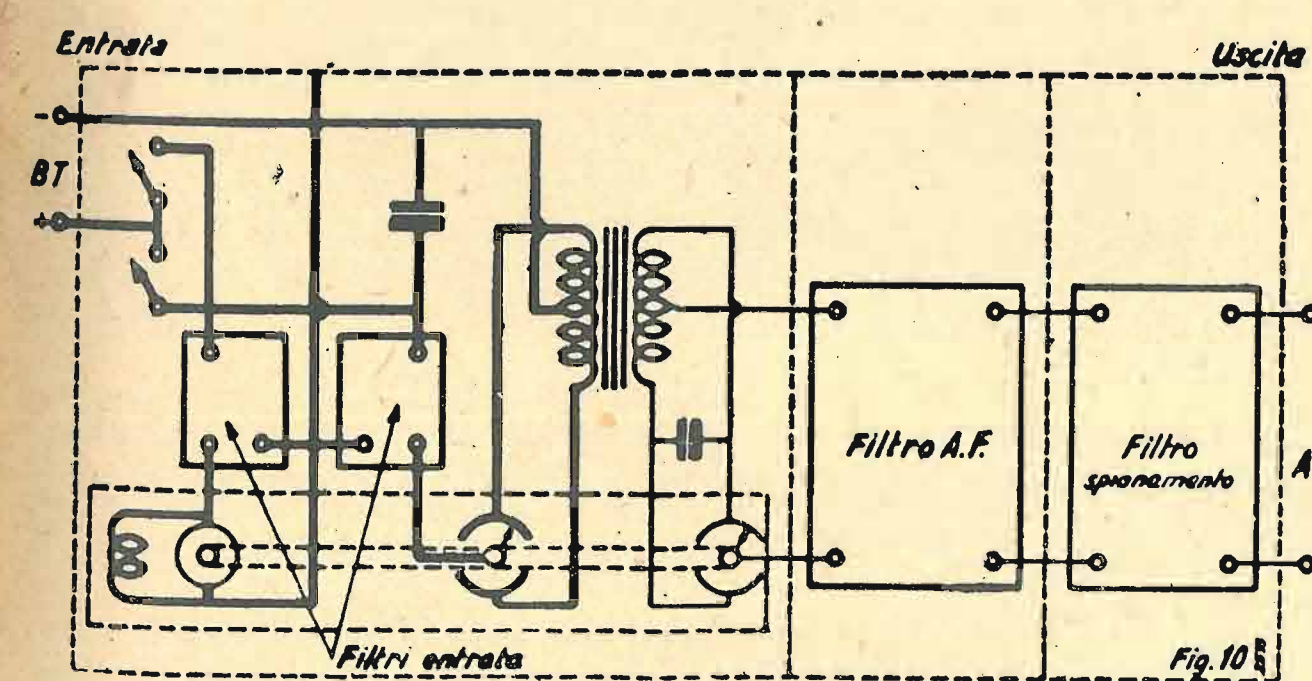
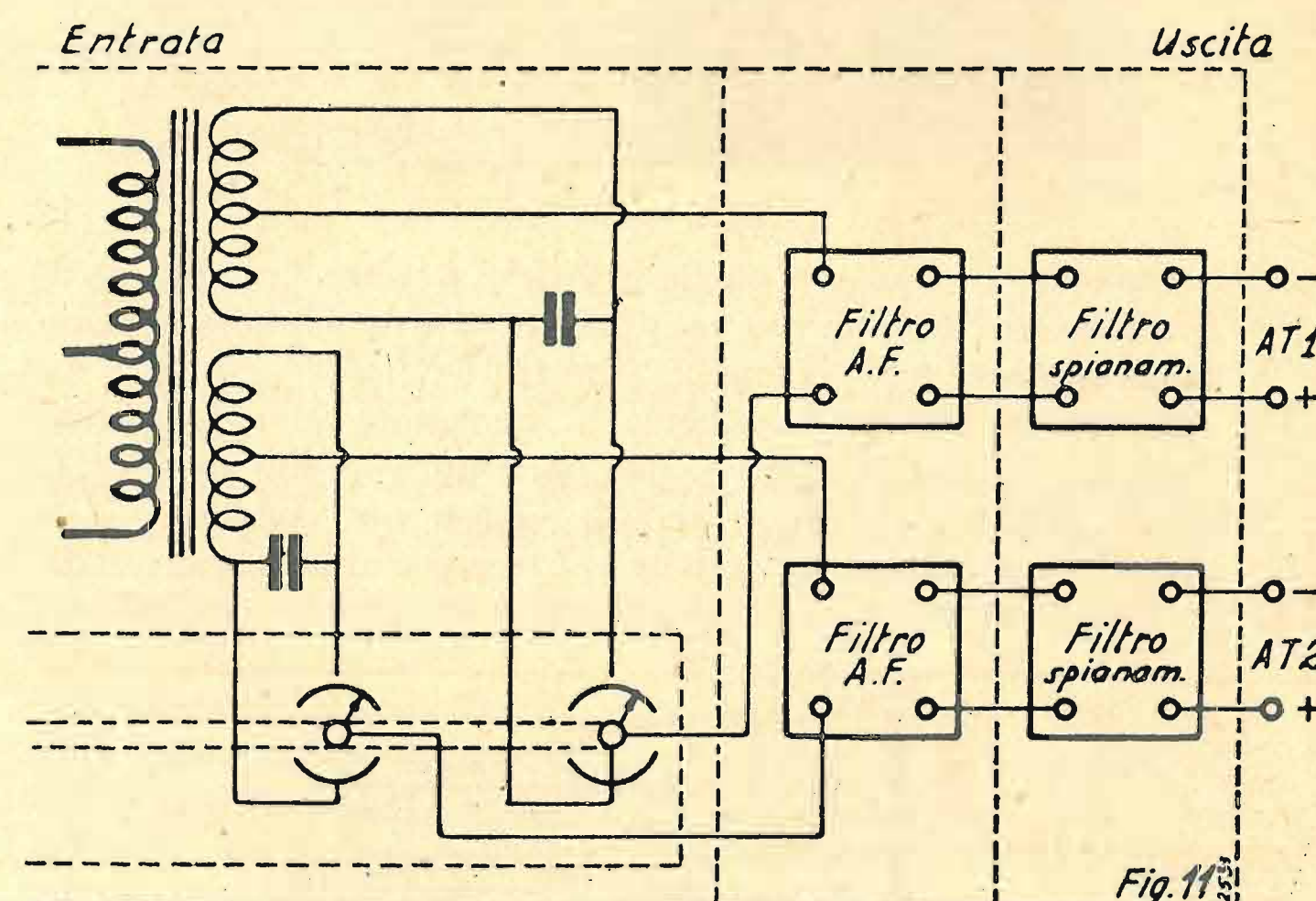
Fig. 9

costituiscono un originale brevetto Italiano di una primaria radio fabbrica nazionale. Con queste macchine si possono ottenere, come vedremo, convertitori e survoltori; ma ciò che più importa mentre, ovviamente, i convertitori con macchine a interruzione possono erogare una o più tensioni alternate, i survoltori costituiti dalle stesse macchine possono fornire *una o più tensioni alternate,* pure di valore qualsiasi. Tutte le tensioni erogate possono essere indipendenti tra loro, cioè i

Fig. 10

rispettivi circuiti possono non avere alcun punto comune tra loro.

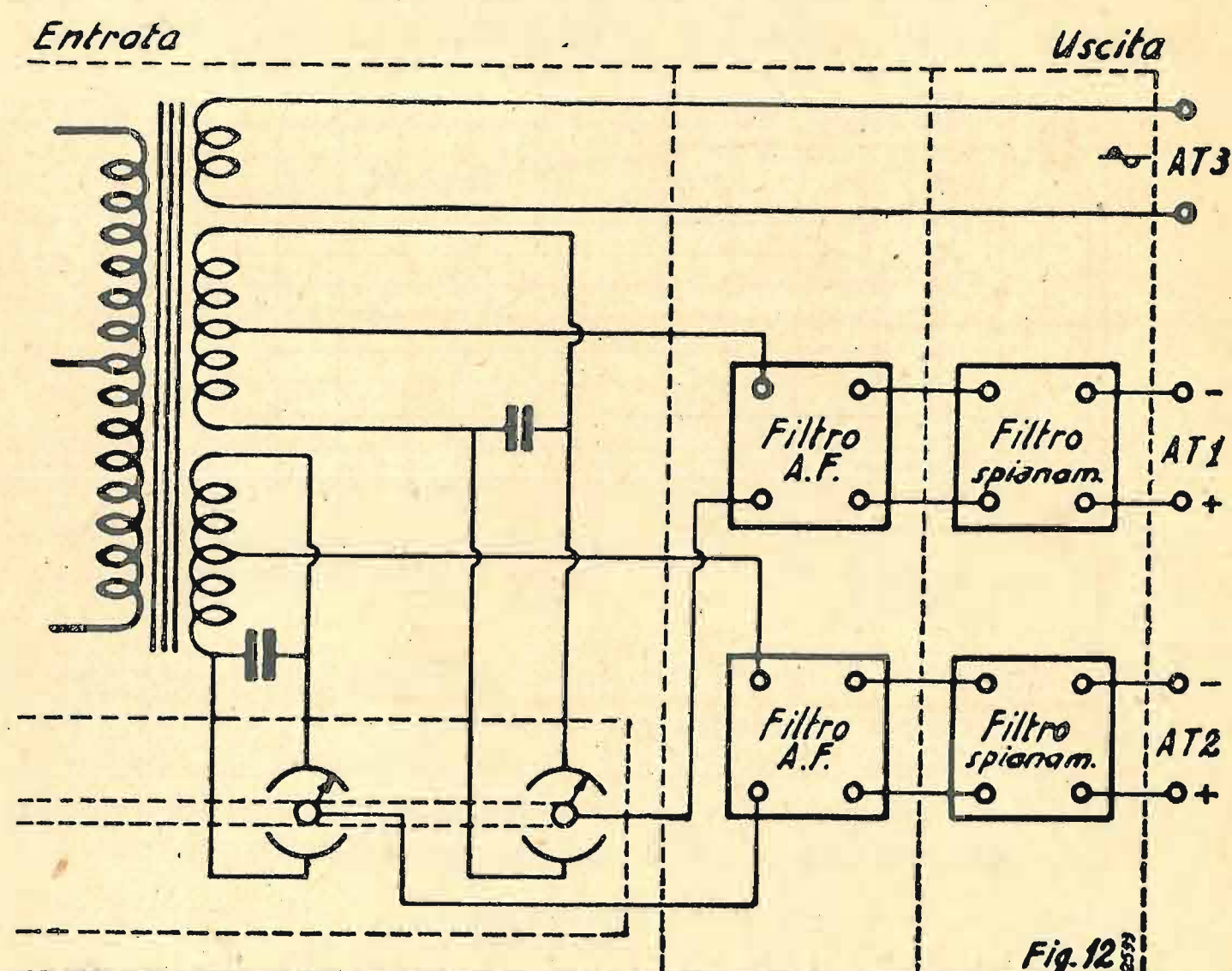
Il campo di applicazione delle esecuzioni normali è previsto sino a 100 *Watt resi,* ma in alcuni casi speciali, può venire notevolmente superato. Il rendimento di questi complessi varia dal 50% all'80% ed è crescente dalle minori alle maggiori potenze.

Vediamo ora nel dettaglio di illustrare il modo di funzionare e i tipi di questi complessi.

Il principio elettrico su cui si basano, come del resto è indicato dalla denominazione stessa, consiste nell'interrompere la corrente continua (analogamente a quanto avviene nei vibratori) e nell'inviare ad un adatto trasformatore elevatore la corrente interrotta così ottenuta. La realizzazione del sistema

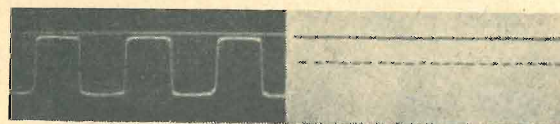
Fig. 11

di interruzione è però del tutto nuova e in questo sistema sta il motivo del miglior rendimento e della possibilità di erogazione di maggiori potenze.

Un motorino a c. c. (fig. 7) eccitato in derivazione porta, coassialmente con l'indotto, uno speciale collettore fisso, sul quale ruota rigidamente solidale all'indotto, un sistema di spazzole. Fra gli appositi settori del collettore fisso e le spazzole rotanti avviene l'interruzione della corrente continua, la

Fig. 12

quale mediante opportuni collegamenti, viene inviata alternativamente alle due metà del primario del trasformatore elevatore. Questo fornisce quindi al secondario o ai secondarii una o più correnti alternate e il dispositivo si presta ad essere usato come *convertitore* (fig. 8).

Le spazzole rotanti sono largamente dimensionate in modo da prestarsi, senza alcun inconveniente, all'erogazione di 100 e oltre Watt resi. Lo scintillio è molto ridotto e comunque non pregiudica nè il funzionamento nè la durata delle spazzole, che supera di molto le 1500 ore. La sostituzione delle spazzole stesse risulta assai agevole, perchè disposte in luogo accessibile e perchè l'apertura dell'apposita protezione avviene senza richiedere l'impiego di attrezzi speciali.

Quando occorra realizzare dei *survoltori,* lo stesso motorino può essere munito (fig. 9) oltre al precedente sistema collet-

tore-spazzole, di uno o due altri sistemi analoghi; l'inserzione di questi nuovi sistemi avviene sul secondario o sui secondarii del trasformatore e dato che le spazzole secondarie ruotano

2533 Fig. 13

ovviamente in fase con quelle primarie, avviene la solita rettificazione di corrente, che esce dal dispositivo pulsante in senso unidirezionale.

La fig. 10 mostra lo schema di survoltore ad una tensione d'uscita; la fig. 11 quello d'un survoltore a due tensioni di uscita mentre la fig. 12 indica il caso più generale di un survoltore a 2 tensioni continue e 1 tensione alternata di uscita.

Altre interessanti combinazioni possono essere studiate, tra

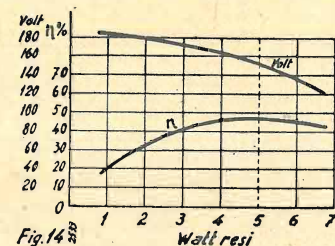



Fig. 14

le quali quella di ottenere la rettificazione a valvole e quella di realizzare alimentatori di uso generale, adatti cioè per tutti i casi di reti a corrente alternata, reti a corrente continua e batterie.

Alcune prove eseguite presso l'Istituto di Elettrotecnica Generale del R. Politecnico di Milano testimoniano dell'ottimo

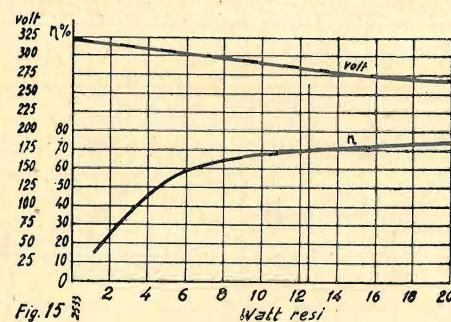



Fig. 15

funzionamento di questi complessi: anzitutto la fig. 13 rappresenta il rilievo oscillografico delle tensioni secondarie, alternate e continue (all'uscita del filtro) e dimostra che la curva di tensione alternata non presenta sensibili accidentalità e quella di tensione continua è praticamente perfetta.

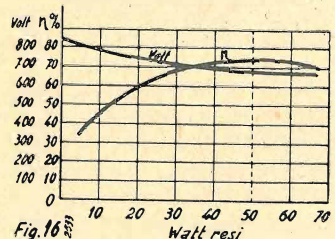



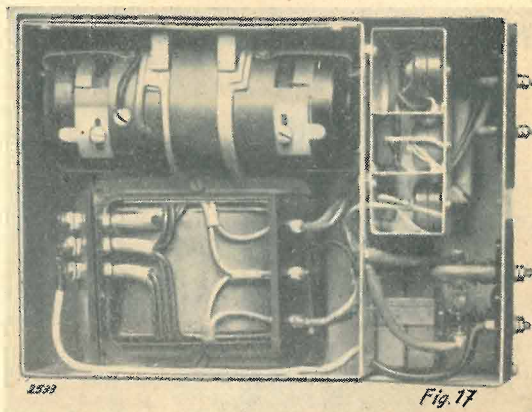
Fig. 16

Il risultato, come è ovvio, è in istretta relazione con il perfetto funzionamento del complesso commutatore.

Le figg. 14, 15, 16 rappresentano poi le curve di caduta di tensione e di rendimento in rapporto ai Watt resi di tre tipi di convertitori di diversa potenza (5, 15, 50 Watt). Le curve indicano che il rendimento a carico normale cresce col crescere della potenza erogata, raggiungendo per un apparecchio da 50 Watt resi, un valore assai prossimo al 75%.

I convertitori e i survoltori con macchine ad interruzione, vengono realizzati in numerosi tipi di serie nei quali l'ingombro è stato ridotto al minimo mediante un'ottima compattezza nella disposizione dei componenti. Il peso varia a seconda delle potenze erogate e va, per alimentatori completi di filtri, schermi, ecc. da un minimo di 4,5 kg ad un massimo di 9 kg circa.

Nelle figg. 17 e 18, riportiamo per maggiore informazione dei nostri lettori, due tipi delle serie normali, fotografati aperti e chiusi.

Avvertiamo infine i nostri lettori che, per non uscire dai limiti impostici dal tema e dalla brevità della nostra trattazione non abbiamo accennato a numerosi altri impieghi pratici nei quali vengono utilizzati convertitori e survoltori anche di potenze superiori a quelle più sopra citate; si tratta ad esempio di utilizzazioni previste dalla vasta *tecnica cinematografica*, di

2533 Fig. 17

impieghi per tutti i sistemi *di amplificazione B. F.* per impianti mobili e fissi, di applicazioni per telefonia normale e speciale, di radiotrasmettitori, ecc.

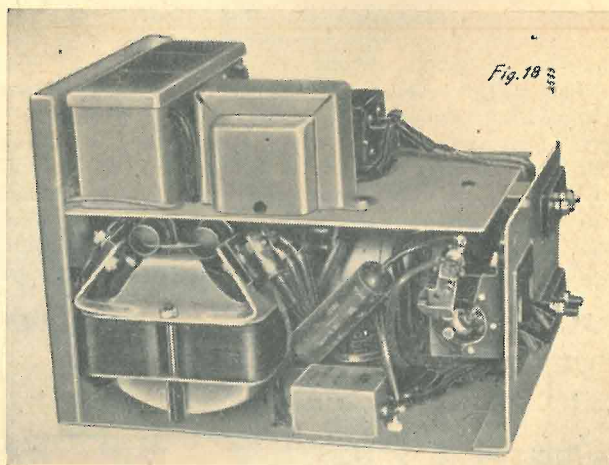



Fig. 18

In tutti questi casi si manifesta infatti il problema dell'ottenimento di elevate tensioni continue avendo a disposizione sorgenti d'energia a bassa tensione.

NOTA. — Le fotografie e gli schemi che abbiamo pubblicati, sono dovuti in massima parte alla cortesia della S. A. Lesa Costruzioni Elettromeccaniche di Milano, che qui ringraziamo.

BIBLIOGRAFIA

MONTÙ E., *Radiotecnica*. Vol. III, 1942, Hoepli, Milano.
MADERNI A., *Macchine elettriche*. 1925, Sonzogno, Milano.
LESA S. A. Costr. Elettr.. *Monografia produz. elettromeccanica*, 1940, Milano.
Electronic Labor. Inc., *Electronic Vibrators and converters*. 1937, Indianopolis.
GIULIETTI G., Di un particolare tipo di convertitore rotativo survoltore a doppia commutazione ed applicazioni. *Elettrotecnica*. Vol. XXVI, 22, 1939.
NOVELLONE S., *Radioautomobilistica*. Ediz. Radioindustria, Milano.

Il comando unico dei ricevitori a cambiamento di frequenza

(Svolgimento dimostrativo del calcolo)

G. TERMINI (2672)

Lo studio dei fenomeni che si presentano nella realizzazione del comando unico nei circuiti a cambiamento di frequenza, può essere svolto con diversi procedimenti, e cioè:

a) con metodo non semplificato, determinando il valore e il numero n delle frequenze di allineamento e le corrispondenti capacità di accordo e risolvendo un sistema di n equazioni ad n incognite;

b) con metodo semplificato e cioè attribuendo alle frequenze estreme di allineamento i valori di $f\,max.$ ed $f\,min.$ e considerando come terza frequenza il valore $f\,int. = \frac{1}{2}\,(f\,max. + f\,min.)$ In tal caso le capacità di accordo risultano corrispondere rispettivamente a $C\,max.$, $C\,min.$ e $C\,int. = \frac{1}{2}\,(C\,max. + C\,min.)$;

c) con metodo di prima approssimazione risolvendo un sistema di $n - 1$ equazioni per n frequenze di allineamento;

d) con metodo pratico determinando il valore delle incognite mediante nomogrammi ed espressioni empiriche.

Sintetizzati convenientemente in prontuari e tabelle di rapido esame, si è dato notizia di questi metodi nell'opera sul « Progetto, costruzione e allineamento di gruppi di A. F. », che in bella e ordinata edizione la Soc. Ed. « Il Rostro » indirizza a costruttori, professionisti, tecnici e studiosi. Lo sviluppo matematico del problema è quindi completamente determinato, nè esistono particolari difficoltà di impostazione o di svolgimento. Se qui si ritorna in argomento è perchè si vuole trattare il pro-

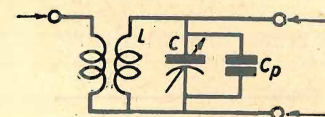



Fig. 1 - circuito selettore

blema dal punto di vista dimostrativo e del ragionamento e chiarire convenientemente i termini del problema e il carattere del procedimento altrimenti svolto. E poichè alla chiarezza dell'esposto meglio giova l'applicazione numerica, lo svolgimento discute i valori ottenuti dal calcolo in base a convenienti dati di partenza che rientrano nella generalità dei casi, per cui i risultati assumono un valore concreto e realizzativo d'indubbio interesse.

Simboli delle grandezze che intervengono nel calcolo. — Le grandezze che intervengono a definire la costituzione dello stadio variatore di un ricevitore supereterodina sono in numero di diciannove. L'indicazione simbolica di esse e l'indice che si riferisce al valore della variabile sono riportati nell'elenco seguente:

f, frequenza di accordo del circuito selettore;
f_o, frequenza di funzionamento del generatore locale;
f_i, frequenza intermedia o frequenza di conversione;
n, rapporto fra i valori estremi delle frequenze di accordo del circuito selettore;
n_o, rapporto fra i valori estremi delle frequenze di funzionamento del generatore;
C, capacità del condensatore variabile di accordo;
C_a, capacità aggiuntive del circuito oscillatorio;
Cr, Cr_o, capacità residua del circuito oscillatorio, rispettivamente per il circuito selettore e per quello del generatore;
Ct, Ct_o, capacità totale di accordo rispettivamente per il circuito selettore e per il circuito del generatore;
Cp, Cp_o, capacità del compensatore in parallelo di allineamento per il circuito selettore e per quello del generatore;
m, m_o, rapporto fra i valori estremi delle capacità di accordo dei due circuiti;
C_s, capacità del condensatore in serie per il circuito del generatore;
L, L_o, induttanza di accordo, rispettivamente per il circuito selettore e per quello del generatore;
d, Valore percentuale dello scarto di frequenza dei due circuiti.

Indice dei simboli: *max.* e *min.*, valori estremi della variabile; *int.*, valore intermedio della variabile;

Dati di partenza per le applicazioni numeriche del calcolo. — Circa i dati da fissare a priori è detto nell'opera citata che « il criterio soggettivo della scelta a priori dei dati e delle condizioni di progetto, può comprendere un numero non indifferente di casi ai quali corrisponde un numero altrettanto notevole di procedimenti da seguire ». Occorre qui precisare che il notevole numero dei casi (cinque dei quali furono considerati nell'opera citata) può infine ridursi a due, e cioè:

caso a), quando si attribuiscono esclusivamente a priori il numero dei campi d'onda e i corrispondenti valori estremi di frequenza e si abbiano a determinare, a posteriori, i valori estremi di capacità del condensatore di accordo;

caso b), quando, noti i valori estremi di capacità del condensatore di accordo, si abbiano invece a determinare il numero dei campi d'onda e i corrispondenti valori estremi di frequenza.

L'applicazione numerica verrà quindi eseguita:

per il caso a), fissando a due il numero dei campi d'onda e attribuendo alle frequenze estreme i valori di:

500 e 1500 kHz., per la gamma delle O. M.,
11538 e 5660 kHz., per la gamma delle O. C.;

per il caso b), tenendo presente che la variazione di capacità del condensatore di accordo risulta essere compresa fra 14 e 380 pF.

Inutile dire che, in ambo i casi, si terrà conto delle realizzazioni dei costruttori, nel senso che ove i risultati del calcolo non si dimostrassero compatibili con le normali realizzazioni industriali, il calcolo verrà ripetuto modificando i dati che possono eventualmente essere stabiliti in sede di svolgimento del progetto.

SVOLGIMENTO DESCRITTIVO DEL CALCOLO.

Circuito selettore (fig. 1) - Caso a) in cui si assegnano a priori i valori di $f\,max.$, $f\,min.$ ed fi.

Il rapporto n fra i valori estremi di frequenza è:

$$n = f\,max./f\,min. \tag{1}$$

Occorre ora esaminare la relazione che lega il rapporto n di frequenza e il corrispondente rapporto m delle capacità di accordo. L'espressione che lega il valore della frequenza di accordo di un circuito oscillatorio al valore degli elementi elettrici che lo costituiscono, è quella del Thomson, e cioè genericamente:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2}$$

Se si trascrive questa espressione per i valori estremi di frequenza della gamma, si ha evidentemente:

$$f\,max. = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCr}} \quad \text{ed} \tag{3}$$

$$f\,min. = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCt}} \tag{4}$$

Il rapporto n risulta essere:

$$n = \frac{\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L\,Cr}}}{\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L\,Ct}}} \text{, ossia } n = \frac{2\pi\sqrt{L\,Ct}}{2\pi\sqrt{L\,Cr}}$$

e quindi:

$$n^2 = \frac{Ct}{Cr} \text{ e poichè è } Ct/Cr = m, \text{ si ha:}$$

$$(5) \qquad n^2 = m \qquad \text{ossia}$$
$$(6) \qquad n = m^{1/2}$$

Da tali espressioni seguono due conclusioni, e cioè:

— il quadrato del rapporto fra i valori estremi di frequenza della gamma, determina il rapporto fra i corrispondenti valori estremi di capacità, (5);

— la radice quadrata del rapporto fra i valori estremi di capacità, determina il rapporto fra i valori estremi delle frequenze di accordo del circuito oscillatorio, (6).

Occorre ora determinare i valori estremi di capacità del condensatore di accordo. A tale scopo occorre tener presente che la variazione di capacità del circuito oscillatorio non corrisponde esattamente alla variazione di capacità del condensatore di accordo, quale essa è compresa fra il valore della capacità minima e quello della capacità massima. Ciò per il fatto che la capacità di accordo del circuito oscillatorio, e quindi la corrispondente variazione di capacità, risulta modificata dal valore di altre capacità che esistono non solo nel circuito oscillatorio, ma anche nel circuito al quale esso viene ad essere collegato.

All'atto pratico si hanno capacità proprie del circuito oscillatorio e capacità del circuito di collegamento. Le capacità proprie del circuito oscillatorio comprendono:

la capacità distribuita delle induttanze di accordo e la capacità del collegamento fra gli elementi del circuito oscillatorio.

Per le capacità del circuito di collegamento vi è da tener presente:

le capacità dei collegamenti e degli elementi elettrici che s'interpongono fra il circuito oscillatorio e il tubo;

la capacità interelettrodica del tubo, e cioè la capacità esistente fra il catodo e l'elettrodo al quale il circuito risulta collegato.

Esaminata con ciò l'esistenza di numerose capacità aggiuntive, rileviamo che esse rappresentano l'unica grandezza per la quale non è possibile dare alcuna espressione di calcolo.

La ragione è evidente, ed è dovuta al fatto che i valori di tali capacità rappresentano una condizione essenzialmente reale. Con ciò il calcolo non viene ad essere intralciato, perchè di tali capacità tiene debitamente conto il compensatore di allineamento. Risulta poi, in conclusione, che di tali valori ci si può render conto dall'esame della tabella 1, riportata nella fig. 2 e sui quali si possono senz'altro basare i calcoli, perchè le differenze dovute alle diverse realizzazioni pratiche risultano immediatamente compensate dal compensatore di allineamento.

TABELLA 1 - Dati sperimentali di riferimento per il calcolo delle capacità aggiuntive dei circuiti oscillatori

Elemento del circuito	Carattere della capacità	Capacità in pF
Tubo elettronico	Ingresso circuito selettore	~ 10 ÷ 14
	Ingresso circuito del generatore locale	~ 4 ÷ 8
Induttanza di accordo a nido d'ape	Capacità distribuita	~ 5 ÷ 10 per O. M. ~ 10 ÷ 30 per O. L.
Zoccoli di sostegno del tubo, conduttori di collegamento e commutatore di gomma	Capacità complessiva	~ 8 ÷ 12 pF.

Poichè risulta:

$$(7) \qquad Ct = C\,max. + Ca + Cp\,int. \qquad \text{e}$$
$$(8) \qquad Cr = C\,min. + Ca + Cp\,int.$$

si ha facilmente:

$$(9) \qquad m\,\frac{Ct}{Cr} = \frac{C\,max. + Ca + Cp\,int.}{C\,min. + Ca + Cp\,int.}$$

Se è cioè noto il valore di $C\,min.$, per il quale ci si può riferire alle realizzazioni dei costruttori, si ha:

$$(10) \qquad C\,max. = [m\,(C\,min. + Ca + Cp\,int.)] - Ca - Cp\,int.$$

Occorre ora calcolare il valore dell'induttanza di accordo del circuito selettore. Dall'espressione del Thomson, si ha:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

Applicando questa espressione indifferentemente per uno dei due valori estremi di frequenza e tenendo conto della corrispondente capacità di accordo, si ottiene:

$$(11) \qquad L = \frac{1}{4\pi^2 f^2\,max.\,.\,Cr} = \frac{1}{4\pi^2 f^2\,min.\,.\,Ct}$$

e le espressioni di verifica risultano:

$$(12) \qquad f\,min. = f max/n \text{ , ed}$$
$$(13) \qquad f\,max. = n\,f\,min.$$

Quando i dati di partenza sono invece quelli del caso b), il procedimento di calcolo comporta alcune varianti, mentre non mutano le espressioni fondamentali già viste. Se sono cioè noti $C\,max.$ e $C\,min.$ e se si assegnano a priori i valori di Ca e di $Cp\,int.$, si ha immediatamente:

$$Ct = C\,max. + Ca + Cp\,int.$$
$$Cr = C\,min. + Ca + Cp\,int.$$
$$m = Ct/Cr \qquad \text{e quindi:}$$
$$n = m^{1/2}$$

Assegnando a priori il valore di $f\,min.$ (oppure quello di $f\,max.$), scelto convenientemente entro la gamma voluta, si ha:

$$f\,max. = f\,min., \text{ oppure}$$
$$f\,min. = f\,max./n$$

Con ciò l'espressione di calcolo dell'induttanza di accordo risulta ancora la (11), già vista per il caso a).

Esposte e dimostrate le relazioni di calcolo delle incognite del circuito selettore, riteniamo ora conveniente di studiare il problema matematico nella forma generale che più facilmente si presenta. Se sono cioè noti $f\,max.$, $f\,min.$ e le corrispondenti capacità di accordo Cr e Ct, si ha il sistema:

$$\begin{cases} \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L\,(C\,min. + Ca + Cp\,int.)}} = f\,max. \\[2ex] \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L\,(C\,max. + Ca + Cp\,int.)}} = f\,min. \end{cases}$$

Risolvendo la prima di esse rispetto ad L si ha:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2\,max.\,(C\,min. + Ca + Cp\,int.)}$$

e sostituendo questa espressione nella seconda:

$$f\,min. = \frac{1}{2\pi\sqrt{\dfrac{C\,max. + Ca + Cp\,int.}{4\pi^2 f^2\,max.\,(C\,min. + Ca + Cp\,int.)}}}$$

e quindi risolvendo:

$$f^2\,min. = \frac{f^2\,max.\,(C\,min. + Ca + Cp\,int.)}{C\,max + Ca + Cp\,int.}$$

$$Cp\,int.\,(f^2\,max. - f^2\,min.) = f^2\,min.\,(C\,max. + Ca) - \\ - f^2\,max.\,(C\,min. + Ca)$$

(14) ossia:

$$Cp\,int. = \frac{f^2\,min.\,(C\,max. + Ca) - f^2\,max.\,(C\,min. + Ca)}{f^2\,max. - f^2\,min.}$$

e sostituendo tale valore nell'espressione di L si ha:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2\,max.\left[C\,min. + Ca + \dfrac{f^2\,max. - f^2\,min.}{f^2\,max.\,(C\,min. + Ca) - f^2\,min.\,(C\,max. + Ca)}\right]}$$

e risolvendo:

$$(15) \qquad L = \frac{f^2\,max. - f^2\,min.}{4\pi^2 f^2\,max.\cdot f^2\,min.\,[(C\,max. + Ca) - (C\,min. + Ca)]}$$

La (14) e la (15) rappresentano quindi le espressioni di calcolo delle incognite.

APPLICAZIONE NUMERICA.

Caso a), in cui si attribuiscono ad $f\,max.$ ed $f\,min.$ i valori rispettivamente di 1500 e 500 kHz. per la gamma delle O. M. e i valori di 11538 e 5660 kHz. per la gamma delle O. C.

Si assegnano inoltre i seguenti valori:

1) per la gamma delle O. M.:

$C\,min. = 16$ pF.
$Ca = 12$ pF.
$Cp\,min. = 4$ pF.
$Cp\,max. = 32$ pF.
$Cp\,int. = 1/2\,(4 + 32) = 18$ pF.

2) per la gamma delle O. C.:

$C\,min. = 14$ pF.
$Ca = 12$ pF.
$Cp\,min. = 4$ pF
$Cp\,max. = 28$ pF.
$Cp\,int. = 1/2\,(4 + 28) = 16$ pF.

Caso b), in cui si attribuiscono a $C\,min.$ e $C\,max.$, i valori rispettivamente di 14 e di 380 pF. e si assegna ad $f\,min.$, il valore di 535,7 kHz.

Si considera inoltre:

$Ca = 12$ pF.
$Cp\,int. = 18$ pF.

Lo svolgimento dei calcoli e quindi i valori delle incognite sono ordinatamente sintetizzati nelle tabelle 2), 3), 4) e 5).

TABELLA 2), *caso a)*

Grandezza da calcolare	N. di riferimento dell'espressione di calcolo	Valore della grandezza O. M.	Valore della grandezza O. C.
n	(1)	3	2,03
m	(5)	9	4,1209
$C\,max.$ (pF.)	(10)	394	145,07
$Cr.$ (pF.)	(8)	46	42
Ct (pF.)	(7)	424	173,07
L (μ. H.)	(11)	244,7	19,02

TABELLA 3), *caso b)*

Grandezza da calcolare	N. di riferimento della espressione di calcolo	Valore della grandezza O. M.
Ct (pF.)	(7)	410
Cr (pF.)	(8)	44
m	(9)	9,31
n	(6)	3,051
$f\,max.$ (kHz.)	(13)	1634,42
L (μ. H.)	(11)	215,3

CALCOLO DEL VALORE DELLE INCOGNITE MEDIANTE LE ESPRESSIONI (14) e (15)

TABELLA 4), *caso a)*

(O. M. $C\,max. = 394$ pF.; tab. 2)
(O. C. $C\,max. = 145$ pF.; tab. 2)

Grandezza da calcolare	Valore della grandezza O. M.	Valore della grandezza O. C.
$Cp\,int.$ (p. F.)	17,7	15,5
L (μ. H.)	238,3	18,7

TABELLA 5), *caso b)* ($f\,max. = 1634,4$ kHz.; tab. 3)

Grandezza da calcolare	Valore della grandezza O. M.
$Cp\,int.$ (p.F.)	14,2
L (μ. H.)	214

Circuito oscillatorio del generatore. — Il funzionamento dei ricevitori a supereterodina è caratterizzato dalla relazione fondamentale:

$$(16) \qquad f_o = f \pm fi$$

Dal punto di vista teorico si ammettono indifferentemente due soluzioni. Praticamente la solubilità del problema di conversione delle frequenze portanti trova una precisazione nella necessaria dipendenza fra i valori estremi di frequenza delle gamme di ricezione e il valore della frequenza intermedia. Se ci si riferisce ai valori numerici assegnati a priori per il caso a), si ha facilmente:

1) per la gamma delle O. M.:

$$(17) \qquad \begin{cases} f_o\,max. = f\,max. + fi = 1965 \text{ kHz.} \\ f_o\,min. = f\,min. + fi = 965 \text{ kHz.} \end{cases} \quad \begin{cases} f_o'\,max. = f\,max. - fi = 1035 \text{ kHz.} \\ f_o'\,min. = f\,min. - fi = 35 \text{ kHz.} \end{cases}$$

I corrispondenti rapporti di frequenza risultano:

$$n_o' = f_o\,max./f_o\,min. = 2,03$$
$$n_o' = f_o'\,max./f_o'\,min. = 29,5$$

e quindi per i rapporti di capacità si ottiene:

$$m_o = n_o^2 = 4,12$$
$$m_o' = (n_o')^2 = 870,25$$

2) per la gamma delle O. C.:

$$(18) \qquad \begin{cases} f_o\,max. = f\,max. + fi = 23541 \text{ kHz.} \\ f_o\,min. = f\,min. + fi = 12003 \text{ kHz.} \end{cases}$$

$$(19) \qquad \begin{cases} f_o'\,max. = f\,max. - fi = 22611 \\ f_o'\,min. = f\,min. - fi = 11073 \end{cases}$$

dal che si deduce:

$$n_o = 1,96\ ; \qquad n_o' = 2,04\ ;$$
$$m_o = 3,841\ ; \qquad m_o' = 4,161$$

Riflettendo sui risultati di questi calcoli viene ad essere evidente che quando fi non è trascurabile rispetto a $f\,min.$, è necessario stabilire il vincolo $f_o = f + fi$, perchè altrimenti il rapporto di capacità diventa assai difficile se non addirittura impossibile da realizzare.

Risulta in conclusione che quando a fi si attribuiscono i valori noti per le normali applicazioni, il vincolo $f_o = f - fi$ può soltanto ammettersi nelle gamme O. C. Per tali ragioni nei casi a) e b), di cui ci occuperemo proseguendo nelle applicazioni numeriche, si stabilisce senz'altro il vincolo $f_o = f + fi$ per la gamma delle O. M., ed $f_o = f - fi$ per la gamma delle O. C.

Da quanto si è detto si perviene a una notevole conclusione.

Se si confronta il rapporto m del circuito selettore con il corrispondente rapporto m_o del circuito del generatore, si viene a conoscere la condizione fondamentale su cui si basa la realizzazione del comando unico. Tale condizione è rappresentata dalla presenza di due diversi rapporti di capacità, in conseguenza dei quali, ove siano uguali le leggi di variazione dei due condensatori, le frequenze di accordo dei due circuiti risultano costantemente legate alla frequenza di conversione. Una soluzione immediata può ottenersi, evidentemente, con due differenti valori delle capacità di accordo. Dal punto di vista realizzativo le due sezioni possono differire per il numero delle armature e anche essere l'una e l'altra uguali e differire per il profilo delle armature. La soluzione è conveniente sotto tutti i punti di vista, ma ha dovuto essere abbandonata perchè il legame che essa comporta fra fi ed $f\,min.$, ne esclude l'impiego nei ricevitori plurionda.

Un'altra soluzione, che ammette diverse varianti, viene ad ottenersi adoperando due capacità variabili identiche. Per modi-

ficare il rapporto di capacità del circuito del generatore, si adoperano convenienti capacità fisse. I termini del problema comprendono dunque il calcolo di tali capacità.

Le varianti della soluzione si riferiscono al numero dei condensatori fissi e al sistema di collegamento che per ciascuno di essi può essere adottato, rispetto al condensatore variabile di accordo. Inoltre si possono seguire due procedimenti diversi: o si ammettono diverse induttanze di accordo oppure si considerano due induttanze uguali. Si dimostrerà successivamente col calcolo che l'andamento della curva di regolazione dei due circuiti e il valore dello scarto di frequenza è essenzialmente in relazione al numero dei condensatori fissi introdotti nel circuito del generatore.

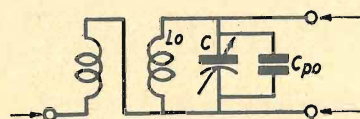



Fig. 3 - circuito oscillatorio del generatore

Inoltre con l'attribuire alle induttanze di accordo dei due circuiti un diverso valore, la soluzione è sempre possibile, mentre, in caso contrario i valori delle incognite possono risultare non reali o anche estremamente critici o addirittura impossibili da realizzare.

Consideriamo quindi il circuito riportato nella fig. 3 e proponiamoci di calcolare il valore di Cp_0, ammettendo che le due induttanze di accordo siano uguali.

Poichè le capacità di accordo dei due circuiti, sono identiche, si ha:

$$(20) \quad m_0 = Ct/Cr = \frac{C\,max. + Ca + Cp_0}{C\,min. + Ca + Cp_0}$$

risolvendo la quale si ottiene:

$$(21) \quad Cp_0 = \frac{C\,max. + Ca - Ca\,.\,m_0 - C\,min.\,.\,m_0}{m_0 - 1}$$

Noto il valore di Cp_0, si ha ancora:

$$(22) \quad L_0 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2\,min.\,(C\,max. + Ca + Cp_0)} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2\,max.\,(C\,min. + Ca + Cp_0)}$$

Le espressioni (21) e (22) servono quindi per il calcolo del valore delle incognite.

Nel caso invece che si ammetta $L_0 = L$, la relazione di calcolo di Cp_0 è ottenuta col procedimento che segue:

Note le frequenze estreme di accordo e cioè $f_0\,min.$ ed $f_0\,max.$, si ha:

$$(23) \quad Ct_0 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2\,min.\,.\,L}$$

$$(24) \quad Cr = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2\,max.\,L}$$

Poichè quindi risulta:

$$(25) \quad Ct_0 = C\,max. + Ca + Cp_0$$

$$(26) \quad Cr_0 = C\,min. + Ca + Cp_0, \text{ risolvendo si ottiene:}$$

$$(27) \quad Cp_0 = Cr_0 - C\,min. - Ca = Ct_0 - C\,max. - Ca$$

Verifica dei risultati del calcolo. — L'espressione del Thomson applicata per il circuito selettore è:

$$(28) \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,(C + Ca + Cp)}}$$

Analogamente per il circuito oscillatorio del generatore si ha:

$$(29) \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0\,(C + Ca + Cp_0)}}$$

Applicando tali espressioni per n punti corrispondenti a n valori della capacità C di accordo, arbitrariamente compresi fra Ct e Cr, ed applicando l'espressione:

$$(30) \quad \frac{f - f_0 - fi}{f}\ \%,$$

si viene a conoscere il valore dello scarto percentuale di errore in corrispondenza di tali punti. Da ciò segue la curva di regolazione o di allineamento dei due circuiti (fig. 3), ottenuta riportando sulle ascisse in coordinate logaritmiche le frequenze f di accordo del circuito selettore, e cioè comprese fra $f\,max.$ ed $f\,min.$, e sulle ordinate lo scarto percentuale tra le frequenze di accordo dei due circuiti. Le conclusioni che seguono all'esame dell'andamento di tali curve hanno un'importanza notevole e verranno trattate dopo che le applicazioni numeriche avranno dato un valore concreto allo sviluppo matematico.

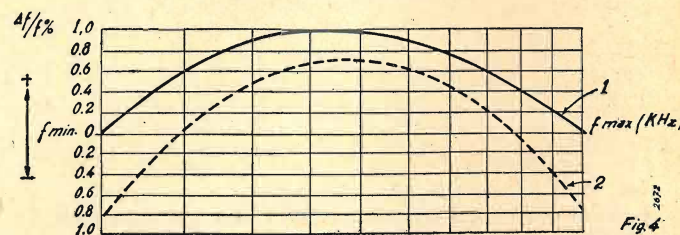
Per intanto occorre prendere nota della curva ideale di allineamento, evidentemente rappresentata dalla condizione che risulti $d = o$ entro l'intero sviluppo della gamma.

Conclusioni circa i risultati del calcolo dall'esame delle curve di allineamento della fig. 4.

Dai risultati del calcolo si conclude che i due procedimenti trattati per i casi a) e b) comportano uno scarto percentuale di errore assolutamente inaccettabile. Il valore minimo di tale scarto risulta in corrispondenza ai valori estremi delle frequenze di accordo, come era da prevedere in conseguenza dello svolgimento matematico del problema.

Ciò porta a considerare l'esistenza, in questo caso di due frequenze d'incrocio o frequenze di allineamento, in corrispondenza alle quali la curva reale di allineamento viene a corrispondere con la curva ideale, in cui cioè lo scarto percentuale di errore è nullo.

Dall'osservazione di questa curva risulta evidente che modificando le due frequenze d'incrocio si può realizzare una soluzione di compromesso tra lo scarto percentuale nella zona di centro della gamma e quello che si può accettare agli estremi di essa. Risulta cioè evidente che modificando le frequenze d'incrocio e cioè attribuendo ad esse i valori di f_1 ed f_2 (in cui f_1 ed f_2 rappresentano due incognite da calcolare), si ottiene un miglioramento delle condizioni di regolazione dei due circuiti. Con tale criterio le espressioni di calcolo delle incognite risultano modificate rispetto a quelle precedentemente viste. Il procedimento matematico da cui si ottengono tali espressioni è il seguente.

Attribuendo alle frequenze d'incrocio i valori di f_1 ed f_2

($f_2 > f_1$) e alle corrispondenti capacità di accordo i valori di $C1$ e di $C2$ ($C1 > C2$), si ha evidentemente il sistema:

$$\begin{cases} f_1 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_0\,(C1 + Ca + Cp_0)}} \\[2ex] f_2 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_0\,(C2 + Ca + Cp_0)}} \end{cases}$$

e quindi risolvendo:

$$L_0 = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2\,(C1 + Ca + Cp_0)} \qquad (31)$$

$$(32) \quad Cp_0 = \frac{f_1^2\,(C1 + Ca) - f_2^2\,(C1 + Ca)}{f_2^2 - f_1^2}$$

ossia, sostituendo nella (31) si ha definitivamente:

$$(33) \quad L_0 = \frac{f_2^2 - f_1^2}{4\pi^2 f_1^2 f_2^2\,(C1 - C2)}$$

I valori delle frequenze d'incrocio f_1 ed f_2 e delle corrispondenti capacità di accordo vengono calcolati come segue.

(*Continua*).

RICEVITORI DEL TEMPO DI GUERRA

Due ricevitori bivalvolari (2 + 1)

G. COPPA (2676/5)

a) Ricevitore a riflessione per O. M.

Il presente ricevitore è realizzato secondo il criterio classico del reflex moderno ed usa valvole che, per le loro caratteristiche, assicurano una alta sensibilità e una buona potenza.

In fig. 1 è visibile lo schema generale del ricevitore.

La prima valvola è una E F 6, pentodo di tipo europeo a pendenza fissa, in duplice funzione di amplificatrice di alta frequenza e di preamplificatrice di bassa frequenza.

ad un condensatore fisso di 150 pF, va alle placchette di rivelazione annesse alla valvola finale, collegate fra loro.

Una resistenza da 1 MΩ collega le dette placchette al catodo della valvola finale al fine di fornire una via di fuga alle tensioni continue che si formano sulle predette placchette.

Le componenti di B F che si formano per rivelazione sulle placchette vengono prelevate attraverso alla resistenza di 0,3 MΩ per essere riamplificate dalla EF6.

La funzione della detta resistenza è più di impedenza che di resistenza, essa serve infatti per bloccare l'alta frequenza sulle placchette in modo che essa non ritorni nel circuito di griglia della EF6 dove produrrebbe fenomeni di reazione dannosissimi. In tale compito la predetta resistenza è coadiuvata dalla capacità di 100 pF che si trova fra le due resistenze di griglia della EF6 e massa e che costituisce con essa un filtro passa basso.

La funzione di rivelazione, che non può essere affidata in questo caso alla stessa E F 6 perchè sprovvista di diodi, è invece affidata alla seconda valvola, ossia alla finale, che contiene i due diodi.

Questo fatto non è stato creato semplicemente per conferire «originalità» al circuito, ma per ovviare all'inconveniente di dover ricorrere, per realizzazre il reflex, a valvole rare che, per di più non hanno caratteristiche altrettanto buone.

Il funzionamento del ricevitore è il seguente:

Il segnale proveniente dall'aereo, viene applicato in misura regolabile mediante il potenziometro da 20.000 Ω, ai capi del primario della 1ª bobina di A. F. La tensione di A F che si forma ai capi del secondario (che insieme al primo elemento del condensatore variabile costituisce un circuito oscillatorio), viene applicata fra la massa e (attraverso al condensatore fisso di 150 pF) alla griglia della valvola EF6. La polarizzazione di detta griglia avviene attraverso alla serie della resistenza di 0,5 MΩ e di 1 MΩ.

La tensione di AF, amplificata, che si forma sulla placca della EF6, non potendo raggiungere l'alimentatore perchè ostacolata dalla bobina di arresto J A. F., attraverso alla piccola capacità regolabile di accoppiamento (10 pF) va al secondo circuito oscillatorio costituito da una bobina identica alla prima ma senza primario e dalla seconda sezione del condensatore variabile.

La tensione di A F che si forma ai capi di questo, attraverso

Il condensatore da 0,02 μF che si trova in serie alla resistenza di 0,3 MΩ ha lo scopo di rendere indipendente la polarizzazione della EF6 dalla tensione negativa che si forma sulle placchette rivelatrici della EBL1, esso infatti, mentre non offre ostacolo alle componenti alternate, non permette il passaggio della componente continua.

Attraverso alla resistenza di 0,5 MΩ, la componente di BF va alfine a raggiungere la griglia della EF6 che l'amplifica.

Il segnale di BF amplificato, presente nel circuito anodico non passa apprezzabilmente attraverso alla piccola capacità di accoppiamento (10 pF) mentre non trova sensibile ostacolo nella impedenza di alta frequenza (J A. F.). Lo si ritrova quindi interamente ai capi della resistenza di carico anodico di 0,075 MΩ e, attraverso alla capacità di accoppiamento di 0,025, ai capi della resistenza di griglia della EBL1 di 0,5 MΩ.

Detto segnale, attraverso alla resistenza di 5000 Ω che si trova in serie alla griglia e che ha lo scopo di prevenire la formazione di eventuali oscillazioni parassitarie nella EBL1 raggiunge alfine la griglia di questa valvola.

Mentre la EF6 compie duplice funzione, la sezione pentodica della EBL1 serve soltanto da amplificatrice finale di BF. Il segnale di BF esce dunque dal circuito anodico di tale valvola per alimentare, attraverso al trasformatore d'uscita, l'altoparlante.

Riguardo allo schema, poco rimane da aggiungere, le due

resistenze rispettivamente di 25.000 e di 20.000 Ω fra + anodico e massa servono da partitore di potenziale per la griglia schermo della EF6 la cui tensione viene stabilizzata dal condensatore da 0,1 μF che si trova fra essa e la massa.

Il condensatore da 5000 pF che si trova in serie all'aereo serve ad assicurare l'incolumità della bobina d'aereo nel caso che la massa dell'apparecchio, per cause accidentali, andasse in contatto con un filo della linea di alimentazione.

L'altro condensatore da 5000 pF fra un capo della linea e massa serve a togliere il ronzìo dovuto all'ingresso del segnale della stazione nell'apparecchio attraverso alla rete di alimentazione ed infine il terzo condensatore da 5000 pF in parallelo al primario del trasformatore di uscita serve a migliorare la curva di risposta di questo.

Quanto all'alimentazione, il circuito è più che classico, esso si compone di un trasformatore di alimentazione che fornisce 2 × 330 volt per l'anodica, 5 volt per la raddrizzatrice 5 y 3 e 6,3 volt per le valvole del ricevitore.

L'avvolgimento di eccitazione dell'altoparlante dinamico, di 1500 ÷ 2000 Ω serve anche da impedenza di filtro della corrente di alimentazione e due condensatori elettrolitici da 8 pF — 500 volt di lavoro completano il filtro.

* * *

Sebbene, evidentemente, il ricevitore non presenti particolari difficoltà, sarà utile tenere presenti i consigli che più avanti verranno dati a proposito della sua messa a punto.

I soli organi che richiedono un poco di pazienza per la preparazione sono, al solito, le bobine di AF.

Diremo subito che qui la bontà delle bobine ha molta influenza sul rendimento dell'apparecchio e che quindi è molto consigliabile l'uso di avvolgimenti a nido d'ape in filo Littz di 20 × 0,05. Tuttavia essendo tale filo difficilmente reperibile daremo descrizione di una coppia di bobine realizzata con filo comune da 0,25 mm.

La prima bobina (L_1 L_2) si compone di due avvolgimenti: L_1 di 250 spire di filo da 0,1 isolato in smalto e seta ed L_2, di 95 spire di filo Litz di 20 capi da 0,05 mm, entrambi a nido d'ape (fig. 2).

Il tubo sul quale i predetti avvolgimenti vanno eseguiti è di cartone bakelizzato da 15 mm. Detti avvolgimenti occupano ciascuno una larghezza di 7 mm. e sono distanziati fra loro 12 mm.

La seconda bobina (L_3) si compone di un unico avvolgimento,

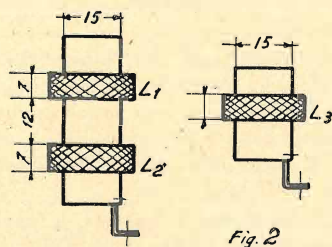



Fig. 2

L_3, identico ad L_1, che si compone cioè di 95 spire di filo Litz da 20 × 0,05, su tubo di 15 mm.

Per le due bobine si prevede l'uso di nuclei di ferro polimerizzato a vite che permettono una esatta regolazione di L_2 e L_3.

In mancanza dei nuclei si terranno 104 spire per L_2 ed L_3 e, in sede di allineamento se ne svolgeranno alcune dalla bobina che risulta esuberante di induttanza.

Se qualcuno trova difficoltà nell'esecuzione delle bobine a nido d'ape, può servirsi della seconda soluzione, quella cioè di effettuare gli avvolgimenti a spire affiancate come è indicato in fig. 3.

Il tubo sul quale va effettuato l'avvolgimento è da 20 mm.

Per avvolgere L_1 si dispongono prima due ranelle di bachelite sottile alla distanza di 7 mm. poi si fissano con colla e si passa all'avvolgimento di 220 spire di filo da 0,1 mm. smaltoseta.

L'avvolgimento L_2 comincia a 2 mm. da L_1 e si compone di 105 spire di filo da 0,25 smaltato.

Anche L_3 si compone di 105 spire di filo da 0,25. Per entrambe le bobine è previsto l'uso di nuclei di ferro. In mancanza di questi si avvolgeranno per L_2 ed L_3, 120 spire di filo da 0,22 togliendo qualche spira alla bobina eccedente di induttanza in fase di allineamento.

La migliore soluzione, dal punto di vista del rendimento, è quella offerta dalle bobine a nido d'ape con nuclei; la rinuncia ai nuclei riduce la sensibilità di 1/3 circa. Le bobine cilindriche

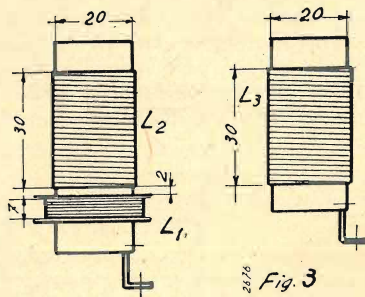



Fig. 3

con nucleo danno una sensibilità corrispondente a circa metà di quella conseguibile con la prima soluzione e la rinuncia ai nuclei in quest'ultimo caso fa scendere la sensibilità ad 1/3 ed anche meno di quella inerente la 1ª soluzione.

MONTAGGIO.

Il montaggio del ricevitore non presenta particolari difficoltà, il telaio è di alluminio da 1 mm delle dimensioni di 16 × 20 × 6 cm., le fig. 4 e 5 illustrano abbastanza esaurientemente quali sono le posizioni rispettive delle varie parti e quale il loro orientamento.

Da esse si possono rilevare anche i collegamenti. Questi sono in filo pieno da 0,7 mm. coperto in cotone impregnato.

Per la griglia della valvola finale EBL1 necessita un tratto di filo schermato (sebbene non sia indispensabile.

L'altoparlante si collega al resto dell'apparecchio mediante un cordone terminante in uno spinotto a 4 contatti che si innesta in un portavalvole sistemato sul telaio.

Le resistenze sono tutte da 0,5 watt, tranne quella di 25.000 Ω che dovrà essere almeno di 1 watt. Di tale carico potrà essere anche la resistenza di 75.000 Ω che è in serie sui circuito anodico della EF6.

I collegamenti dovranno essere, in generale, i più corti possibile. La disposizione delle parti è già studiata in modo che non possano avere luogo accoppiamenti parassiti.

I condensatori elettrolitici sono sistemati sulla parte superiore del telaio e sporgono al di sotto coi contatti per permetterne il collegamento.

I condensatori variabili (tandem di circa 400 pF con compensatori) sono pure nella parte superiore con la scala parlante (del tipo ad orologio per O. M.).

MESSA A PUNTO.

Terminato il montaggio incomincerà la fase più delicata, quella della messa a punto del ricevitore.

Inserita la corrente, dopo circa 20 secondi, toccando con un dito la griglia della valvola finale EBL1 (che si trova sul bulbo) si dovrà percepire chiaramente un ronzio di corrente alternata, ciò proverà che la valvola, l'altoparlante, il trasformatore d'uscita nonchè le varie parti dell'alimentatore funzionano correttamente.

Innestando poi il «clip» sul cappellotto della EBL1 si porrà questa in relazione con la prima valvola ossia con la EF6.

Toccando con un dito la griglia di questa valvola si dovrà sentire fortissimo il ronzio della corrente alternata nell'altoparlante in quanto si è aggiunta la forte amplificazione della EF6.

Togliendo il dito e mettendo a posto il «clip» relativo alla griglia della EF6 nulla di particolare si deve percepire. Se si sentono fischi intensi la causa va cercata specialmente in pos-

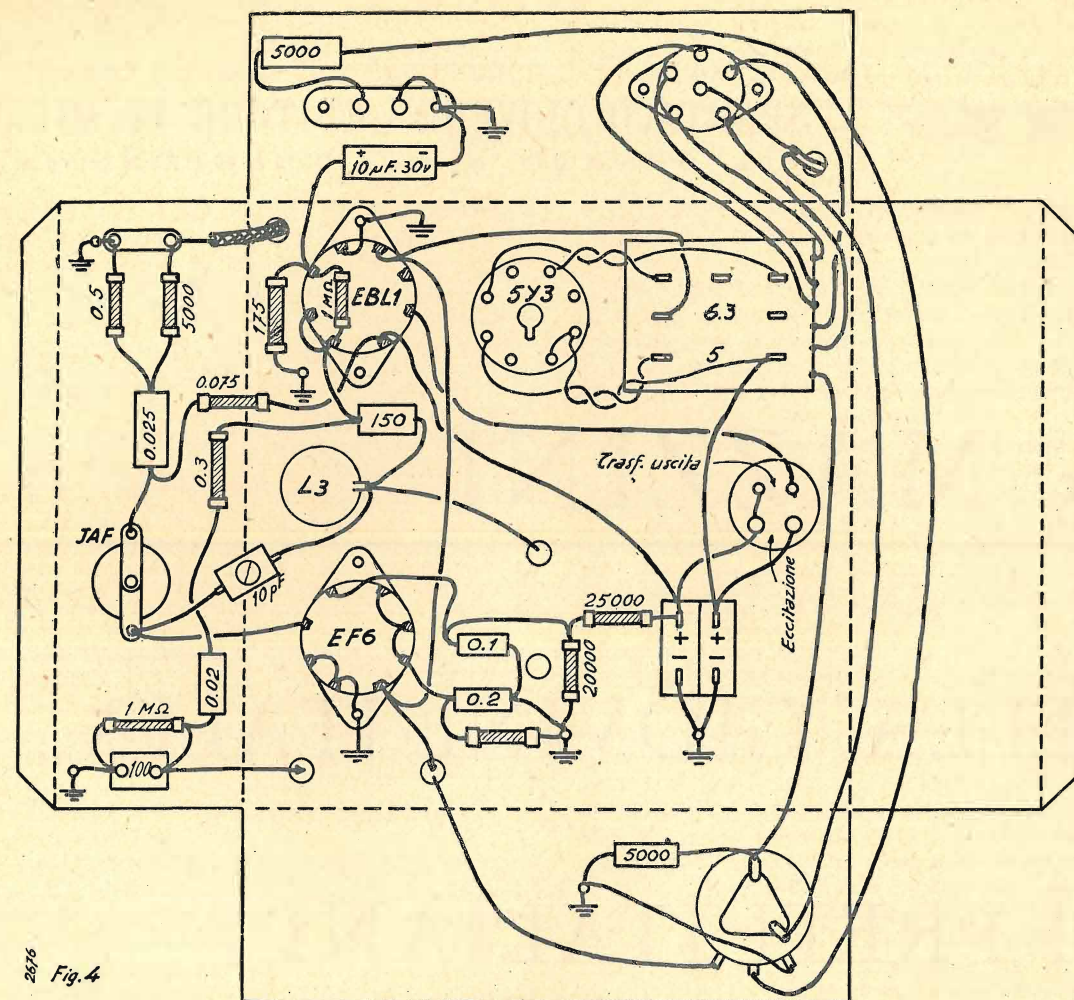



Fig. 4

sibili accoppiamenti fra i fili di uscita dell'altoparlante e quelli relativi alla griglia della EF6.

Mettendo in corto circuito il condensatore fisso da 100 pF, applicando l'antenna e cercando di sintonizzare si sentirà, non forte, la ricezione della stazione locale.

Ottenutala si toglierà il corto circuito e si dovrà sentire molto più forte perchè in questo caso viene inserito il circuito di riflessione.

Può succedere che in luogo della ricezione si senta un vio-

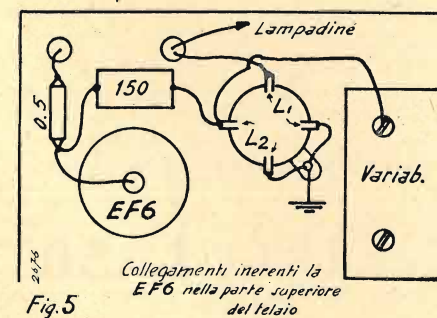



Fig. 5

lento fischio o rumore, in questo caso bisognerà verificare attentamente che non possano esistere accoppiamenti elettrostatici fra i fili che vanno alla placca della EBL1 e le placchette o i fili che vanno alle placchette della valvola stessa. Ove sia necessario si proceda alla schermatura dei primi.

Se i predetti inconvenienti si notano solo sulla ricezione della locale, può essere che sia eccessivo il riporto di segnale a BF in griglia della EF6 nel ciclo di riflessione. Si dovrà allora ridurre il valore della resistenza di 1MΩ che si trova nel circuito di griglia della predetta valvola.

Ultimata così la fase preliminare della messa a punto, si passerà alla regolazione degli accoppiamenti e dell'allineamento.

Si incomincerà dal lato delle frequenze più alte della banda, ossia a condensatore variabile tutto aperto. Si regoleranno le capacità di fondo dei condensatori variabili sino a far corrispondere le residue, ciò che si riscontra dalla massima intensità di ricezione di una stazione che trasmetta in frequenza di quell'ordine.

Si passerà poi all'estremo opposto della banda, ossia alle frequenze più basse, e si regoleranno i nuclei delle bobine sino ad ottenere l'intensità massima di ricezione di segnali captati verso tale frequenza.

Si ritoccherà quindi la posizione delle capacità di fondo per correggere l'eventuale differenza apportata dalla regolazione dei nuclei.

Per tutte queste operazioni ci si varrà sempre di segnali deboli. Effettuato così l'allineamento, si verrà agli accoppiamenti; si regolerà così la piccola capacità regolabile di 10 p. F. sino al massimo di ricezione di una stazione lontana (da tale capacità dipende molto anche la selettività).

Quando tutto è bene a posto si potrà tentare di introdurre un leggerissimo accoppiamento di reazione che, quando riesce, permette di ottenere sensibilità e selettività migliori. A tale fine si effettuerà il collegamento punteggiato dello schema di fig. 1.

La capacità che in esso figura è dell'ordine di 1 ÷ 2 pF ed è ottenuta attorcigliando fra loro i fili stessi del collegamento interrotti in quel punto.

(Continua).

Origine e teoria del cambiamento di frequenza nei radioricevitori

ing. B. PIASENTIN

I requisiti essenziali che caratterizzano un apparecchio radioricevente sono la Sensibilità, la Selettività le Qualità di riproduzione. Prescinderemo da quest'ultima la quale ha una importanza secondaria agli effetti della presente trattazione e ci soffermeremo invece con particolare riguardo sulle due prime caratteristiche le quali costituiscono in realtà i fattori determinanti essenziali nella progettazione di un determinato circuito radioricevente.

Il tipo di circuito più intuitivo che per primo si presentò allo studio e sviluppo dei radiotecnici, è stato il circuito ad amplificazione diretta, la cui logica struttura elementare apparve subito come l'unica possibile e come la più conveniente per realizzare un buon complesso radioricevente. Ogni altro circuito che non fosse di tale tipo, pur essendo già noto e pur avendone spesso già ravvisate subito interessanti caratteristiche e talora doti di particolare efficienza, fu nei primi anni dello sviluppo della radiotecnica considerato quasi come un caso particolare di ricezione, curiosità di laboratorio di possibile impiego solo nel campo sperimentale.

Tale essendo la situazione negli anni primissimi della radiotecnica limitatamente al campo della radiodiffusione, era ovvio che per ottenere la massima sensibilità e selettività l'unica soluzione possibile consisteva nell'aumentare il numero degli stadi di amplificazione ad alta frequenza con i relativi organi di sintonia.

Alla realizzazione di tali semplici premesse si presentano però nella pratica molte difficoltà la cui soluzione, per quanto possibile, è piuttosto complessa sia dal punto di vista meccanico costruttivo che da quello elettrico. Infatti, negli apparecchi ad amplificazione diretta, molti circuiti di sintonia richiedono il controllo contemporaneo di altrettanti condensatori variabili, e se la realizzazione di un monocomando si presenta relativamente semplice per un limitato numero di stadi (tre-quattro), non lo è invece più quando i circuiti siano in numero maggiore, e la pratica ha dimostrato che per ottenere una buona selettività sono necessari almeno sei circuiti accordati.

Dal punto di vista elettrico poi, gli inconvenienti e le complicazioni deerivanti da un numero elevato di stadi amplificatori di alta frequenza sono ancora maggiori: Formazione di autooscillazioni, difficoltà di realizzare una perfetta efficiente schermatura, eeventuale necessità di neutralizzare con adeguati circuiti le capacità interelettrodiche dei tubi amplificatori, difficoltà di ottenere una amplificazione uniforme lungo tutta la gamma di ricezione, impossibilità di realizzare una efficiente amplificazione di banda che si mantenga costante entro tutta la gamma interessata, impossibilità pratica di realizzare con vantaggio efficienti realizzazioni atte ad amplificare più gamme di onda, con particolare riguardo alle onde corte.

Una perfetta tecnica costruttiva che non badi a spese può certamente risolvere in buona parte le suaccennate difficoltà, ed è quello che effettivamente è stato fatto dalle grandi case costruttrici americane che per prime affrontarono tali problemi lanciando sul mercato i primi radioricevitori commerciali a comando unico ad amplificazione dietta alimentati direttamente dalla corrente alternata. Allora (ci riferiamo agli anni 1925-1930), l'essenziale era « poter sentire » e possibilmente sentire da « lontanissimo » passando in un piano di secondaria importanza ogni altro fattore di qualità, selettività, rendimento, praticità, e costo La realizzazione del comando unico è stato il primo passo importante e decisivo per conferire a un radioricevitore quelle doti di praticità e semplicità di manovra di cui si avvertì subito il bisogno, e che contribuirono moltissimo alla sua rapida diffusione. Successivamente venne curata anche la qualità di riproduzione, tuttavia allora non ancora al punto da far sentire, per esempio, la necessità di una buona amplificazione di banda in alta frequenza, cosa impossibile con i radioricevitori di quel tempo. E' il periodo in cui la classica neutrodina a ottodieci valvole, con stadio finale di triodi in controfase, abbinata a funzionamento in radiogrammofono, sembrava il non plusultra della perfezione. In realtà erano ottimi apparecchi, tanto più usati come radiogrammofoni ove ogni distorsione causata dalle molte deficienze della parte alta frequenza non era sentita; però è da notare che non erano apparecchi alla portata di tutti dato il loro costo elevatissimo.

Col tempo il mercato cominciò a reclamare apparecchi più semplici e più a buon mercato, ma che avessero parimenti quelle prerogative di sensibilità ed efficienza complessiva caratteristiche allora solo delle grosse costosissime apparecchiature non alla portata di tutte le borse; inoltre anche l'orecchio cominciò ad affinarsi nel pubblico e si fece pertanto sentire la necessità di apparecchi più perfetti sotto ogni punto di vista, apparecchi che il tipo ad amplificazione diretta non era in grado di darci che solo in parte.

I notevoli progressi conseguiti successivamente nella costruzione dei tubi elettronici e l'introduzione dei « filtri di banda » permisero con una certa facilità di migliorare notevolmente l'efficienza complessiva dei radioricevitori avvicinandoci sensibilmente ai requisiti richiesti specialmente per quanto riguarda la sensibilità anche impiegando un numero di valvole ridotto; tuttavia tali progressi possono solo ascriversi nella categoria dei miglioramenti poichè nulla venne sostanzialmente mutato nella struttura elettrica dei circuiti e dei relativi principi e fenomeni applicati. Grazie al miglioramento dei parametri dei tubi elettronici e alla introduzione della valvola schermata venne in effetto aumentata solo la sensibilità e resa pertanto possibile la costruzione di apparecchi di più modeste proporzioni, più a buon mercato e tuttavia di notevole efficienza. Nacque così il primo tipico apparecchio a cinque valvole ad amplificazione diretta, accessibile alla gran massa del pubblico, ma che tuttavia non tardò molto a rivelare le sue deficienze diremo così di origine, in quanto ché in fatto di efficienza non rappresentava certamente un progresso rispetto agli apparecchi precedenti a maggior numero di valvole avendo certamente di questi tutti i difetti e le manchevolezze in ogni caso più accentuati dalla più modesta realizzazione.

Un successivo passo in avanti notevole venne apportato dalla apparizione delle valvole a coefficiente variabile di amplificazione dal quale nacque automaticamente il controllo automatico di sensibilità, tuttavia la soluzione necessaria e sentita specialmente per ottenere apparecchi più selettivi e più sensibili, non venne se non quando vista la quasi impossibilità di arrivarci, insistendo sul circuito ad amplificazione diretta, specialmente se a numero limitato di valvole, l'attenzione dei tecnici e dei costruttori si orientò con maggior impegno allo studio di quei *circuiti* lasciati in un primo tempo in disparte, benchè noti; fu così che l'apparecchio a cambiamento di frequenza non tardò molto a rivelare le sue eccezionali doti, tali da spodestare in brevissimo temo il suo glorioso predecessore ad amplificazione diretta.

Non può sorprendere che l'apparecchio a cambiamento di frequenza si sia imposto molto più tardi all'attenzione degli studiosi e dei costruttori, nonostante i suoi evidentissimi pregi; non è infatti la prima volta che nel campo della tecnica soluzioni inizialmente scartate hanno poi finito in seguito, opportunamente adattate e risolte, per costituire la soluzione migliore e più efficiente. Ciò deriva dal fatto che i primi sviluppi e progressi di qualsiasi ramo della scienza sono inizialmente suggeriti e determinati dai tentativi empirici dei primi sperimentatori la cui intuizione non vede sempre con immediatezza la via migliore da perseguire.

Nei primi anni dello sviluppo della radiotelefonia, l'apparecchio ad amplificazione diretta appariva senz'altro come la soluzione più logica ed ovvia, e così il maggior sforzo dei tecnici e dei costruttori si è fin da subito inevitabilmente impostato su tale circuito, migliorandolo e perfezionandolo fino a realizzare radioricevitori che in quei tempi erano considerati perfetti e che effettivamente lo erano in misura notevole.

In quei primi tempi l'apparecchio a cambiamento di frequenza, già ben noto, era ritenuto una cosa troppo complessa e delicata e difficilmente sembrava che potesse avere possibilità di larga applicazione e diffusione, tanto più che non sembrava ancora possibile realizzare per un tale circuito un pratico sistema di monocomando, requisito ormai essenziale e di universale applicazione su tutti i radioricevitori di una certa classe. Tuttavia tale prima difficoltà del monocomando venne presto risolta in più modi cosicchè in pochi anni, grazie sopratutto ai notevoli progressi compiuti nella costruzione dei tubi elettronici, il circuito a cambiamento di frequenza finì per imporsi su ogni altro sistema di ricezione divenendo e perdurando il tipo di radioricevitore di uso ormai generale.

Il vecchio glorioso apparecchio ad amplificazione diretta, ormai superatissimo per sensibilità, selettività e possibilità di eccessiva, una notevole complicazione costruttiva e di ingombro, un rendimento complessivo molto modesto rispetto ai mezzi impiegati. E' noto infatti che per assicurarci una buona stabilità di funzionamento, indispensabile nelle costruzioni commerciali destinate al gran pubblico, non è possibile che sfruttare molto limitatamente il rendimento che potrebbe dare ogni singolo stadio amplificatore, impiegando circuiti nei quali lo smorzamento non sia troppo basso onde evitare un facile innesco di oscillazioni parassite. Questo sopratutto nei circuiti ove l'amplificazionee di alta frequenza è affidata a triodi neutralizzati (circuiti ormai completamente abbandonati), e, per quanto in minor misura, anche nei circuiti facenti uso di valvole schermate. Inoltre, anche prendendo tutte le possibili precauzioni costruttive per evitare dannosi accoppiamenti, ed adottando circuiti oscillanti a minime perdite in modo da avere un bassissimo smorzamento, con tali tipi di circuiti si va incontro all'altro grave inconveniente di una pessima qualità di riproduzione dovuta al notevole taglio delle bande laterali di modulazione, data l'impossibilità di attuare con tali apparecchi un efficace filtro di banda lungo tutta la gamma di ricezione, non solo, ma anche in corrispondenza a quella frequenza per la quale il filtro di banda dovrebbe dare la sua massima efficacia.

Fig 1

Fig. 2

Fig 3

impiego, venne così definitivamente relegato fra le cose che non vanno più. L'enorme diffusione del circuito a cambiamento di frequenza, di cui ora vedremo dettagliatamente, ha fortemente contribuito ad approfondirne la conoscenza e lo studio derivandone i più notevoli progressi e perfezionamenti per una sua realizzazione sempre più perfetta attraverso soluzioni il più possibile semplici, e contribuendo così contemporaneamente a ridurne sensibilmente il costo di produzione che nei primi tempi era piuttosto elevato. Oggi anche l'apparecchio di tipo ultra economico monta il circuito a cambiamento di frequenza, né forse si avrebbe alcun vantaggio volgendosi ad altre costruzioni.

Fattore oltremodo decisivo al rapido sviluppo e diffusione del circuito a cambiamento di frequenza é poi stata la sempre più rapida diffusione che hanno assunto le trasmissioni e ricezioni ad onda corta, per le quali tale tipo di apparecchio si presta in modo del tutto particolare ed esclusivo, per garantire la più efficiente ricezione, contemporaneamente a una relativa semplicità nella realizzazione pratica.

Caratteristiche generali di un ricevitore ad amplificazione diretta - Inconvenienti e manchevolezze relative - Origine elementare del circuito a cambiamento di frequenza quale derivato da un normale circuito a reazione.

Per brevità presupponiamo già note al lettore le caartteristiche essenzialmente elettriche e di struttura di un radioricevitore ad amplificazione diretta ed esaminiamo a titolo di esempio il caso di un apparecchio a nove valvole. Posto che in tale tipo di apparecchio delle nove valvole, quattro assolvano alla funzione di amplificare in bassa frequenza e raddrizzzare la corrente alternata, rimarranno disponibili cinque valvole per la amplificazione di alta frequenza e per la rivelazione.

Prevedendo un filtro di banda all'ingresso, saranno complessivamente necessari per la sintonia ben sei condensatori variabili la cui regolazione manuale dovrà ovviamente essere effettuata in un'unica manovra.

L'esperienza ha dimostrato che nonostante la dispendiosa larghezza dei mezzi impiegati, un simile apparecchio pur rientrando nella categoria di alta classe presenta una selettività non

Per ottemperare a una buona amplificazione di tutto il canale acustico di modulazione contemporaneamente a una buona stabilità e uniforme amplificazione lungo tutta la gamma di ricezione interessata, è pertanto necessario ricorrere a circuiti il cui smorzamento non sia troppo basso, sacrificando così in modo notevole la selettività, che in tali circuiti non è mai elevata, e la sensibilità. La fig. 1 ci rappresenta la curva di risonanza di un circuito oscillante a basso smorzamento, col quale si avrebbe un notevole taglio delle bande laterali di modulazione, mentre invece in fig. 2 è rappresentata un tipo di curva corrispondente a circuiti di modesto smorzamento, quali in linea di massima devono essere usati negli apparecchi sopraddetti per ottenere la necessaria stabilità; se ne deduce ovviamente la conseguente scarsa selettività.

E' noto come giocando opportunamente sul fattore «accoppiamento» fra primario e secondario dei vari circuiti è possibile pervenire a curve risultanti di sintonia sensibilmente rettangolari, vedi fig. 3, in modo da poter ricavare unitamente a una buona selettività anche una ottima amplificazione di tutto il canale di modulazione, senza dannose attenuazioni più o meno sentite delle bande laterali. Un tale sistema ha però i suoi inconvenienti qualora applicato ad un circuito ad amplificazione diretta per due motivi: anzitutto eesige un numero di circuiti accordati doppio del normale, il che ovviamente complicherebbe in modo enorme la realizzazione pratica di un apparecchio qualora si volesse applicare il filtro di banda a tutti i suoi stadi di amplificazione; in secondo luogo avendo esso un effetto che è funzione del rapporto L/C, si verifica, come abbiamo già accennato, che la sua efficacia è massima solo in corrispondenza ad una sola frequenza di tutta la gamma che si desidera ricevere. Per ragioni di carattere pratico esso è convenientemente applicato solo nel circuito di ingresso, e in ogni caso non è mai applicato a più di due stadi. A sfavore degli apparecchi ad amplificazione diretta ha un ruolo non trascurabile anche un altro fenomeno dovuto alle caratteristiche stesse dei tubi elettronici e degli organi di accoppiamento dello stadio di amplificazione in alta frequenza: infatti è noto come l'amplificazione ricavabile non è indipendente dalla frequenza, col risultato che la massima

sensibilità si verifica solo a una certa determinata frequenza di sintonia, per diminuire poi, al variare della frequenza di accordo. Abbiamo così che in tali apparecchi, quando siano dotati anche di filtro di banda, si verifica un massimo non solo di selettività ma anche di sensibilità, e conseguentemente solo una ristretta zona ove si realizza una efficace amplificazione di banda.

A voler trarre una conclusione essenziale su quanto siamo venuti esponendo in merito ai circuiti ad amplificazione diretta, potremmo affermare che *il nocciolo di tutte le deficienze riscontrate si compendia nella impossibilità pratica di realizzare un amplificatore il quale, previa regolazione manuale, presenti una efficienza massima e uniforme per una estesa gamma di frequenze contemporaneamente a una efficace azione selettiva.*

Infatti, limitandoci a considerare la sola gamma delle onde medie, un radioricevitore deve essere in grado di amplificare egualmente bene frequenze che vanno dai 500 ai 1500 chilocicli, quando, nella migliore delle ipotesi, non è previsto anche il campo delle onde corte. Tale amplificazione oltre che essere uniforme lungo tutta la gamma interessata deve anche essere caratterizzata da una larghezza di banda di almeno 10 Kc. che si mantenga costante in ogni punto della gamma; inoltre è indispensabile una buona stabilità unitamente alle migliori doti di sensibilità e selettività.

A tutti questi requisiti abbiamo visto che il radioricevitore ad amplificazione diretta risponde solo in parte, anche se realizzato con dovizie di mezzi come l'apparecchio citato al principio del paragrafo. Infatti all'amplificazione uniforme lungo tutta la gamma ci si può solo avvicinare; una buona amplificazione di banda lungo tutta la gamma risulta addirittura impossibile, la stabilità è conseguibile solo a notevole scapito del rendimento e della sensibilità.

Tutte le suaccennate difficoltà e complicazioni, derivanti sostanzialmente dal voler pretendere dall'amplificatore una troppo vasta possibilità di impiego, si annullano quando dovessimo considerare un amplificatore a sintonia fissa, costruito per funzionare solo ed esclusivamente ad una unica determinata frequenza. E' ovvio che in tal caso, scelta opportunamente la frequenza di funzionamento, è possibile trarre facilmente da ogni singolo stadio dell'amplificatore il massimo rendimento compatibilmente alle caratteristiche dei componenti impiegati.

In un simile caso, sarà possibile la costruzione di amplificatori anche a numerosi stadi senza eccessive complicazioni costruttive, mentre sarà possibile ancora ricavare rendimenti elevatissimi sotto ogni riguardo da semplici amplificatori formati da un solo stadio. Le necessarie schermature fra stadio e stadio riusciranno più compatte e perfette, e per la mancanza di ingombranti condensatori variabili di sintonia, e per la possibilità di adottare a piacere quella frequenza di funzionamento che torna più comodo amplificare; inoltre l'amplificazione riuscirà impeccabile per l'ottima azione del filtro di banda la cui efficacia si rivelerà pienamente, data la costanza dei parametri di sintonia.

Naturalmente un amplificatore di tale tipo permetterebbe la ricezione di un sola unica trasmissione avente la frequenza alla quale è tarato l'amplificatore, mentre sappiamo che un normale radioricevitore deve essere in grado di ricevere frequenze entro un campo piuttosto esteso della gamma Hertziana. Visto pertanto quanto più comodo e semplice sia la realizzazione di un buonam plificatore a sintonia fissa e quanto maggiore sia l'efficienza relativa, logicamente la tecnica costruttiva si è successivamente orientata verso quel determinato circuito la cui struttura più si avvicinasse a un tale tipo di ricevitore.

Il circuito a cambiamento di frequenza ha appunto tale prerogativa: esso infatti è formato da un amplificatore a sintonia fissa rigorosamente tarato, e da un adeguato circuito mediante il quale tutte le varie frequenze della gamma di ricezione interessata vengono trasformate nella unica frequenza alla quale è tarato l'amplificatore fisso, rendendole così amplificabili dallo stesso, con maggior efficienza e facilità.

Per fissare le idee, limitandoci aconside rare la gamma delle sole onde medie compresa fra i 500 e i 1500 Kc., e posto che l'amplificatore a sintonia fissa sia tarato alla frequenza di 300 Kc. avremo che tutte le possibili frequenze comprese entro la gamma citata verranno adeguatamente e indistintamente trasformate nella frequenza di 300 Kc. e quindi regolarmente amplificate.

Logicamente l'amplificazione realizzata attraverso una unica frequenza prestabilita, unitamente a tutti i notevoli vantaggi che presenta, riesce praticamente anche molto più comoda. E' ovvio che dopo tale amplificazione a frequenza fissa prestabilita, seguirà la normale rivelazione e amplificazione di bassa fre quenza.

***

Il circuito che realizza il cambiamento di frequenza, pur fondandosi su un unico principio del tutto generale della fisica, può assumere numerose e svariate forme: esso in linea di massima richiede l'uso di due tubi termoionici collegati a due diversi circuiti oscillanti, con funzionamento strettamente collegato. Dei due tubi ,uno funziona da normale amplificatore rivelatore, controllato da un circuito oscillante; l'altro funziona da oscillatore di alta frequenza, con frequenza di lavoro controllata da un secondo circuito oscillante. Le frequenze di accordo dei due circuiti sono diverse fra loro ma strettamente collegate per modo che alla posizione di uno deve corrispondere una ben definita posizione dell'altro. Regolando quindi opportunamente tali due circuiti oscillanti è possibile trasformare tutte le frequenze che si vogliono ricevere, in una unica frequenza prestabilita alla quale seguirà un'efficace amplificazione attraverso un amplificatore adeguato, il quale potrà essere dotato di un numero di stadi comunque elevato, compatibilmente alle possibilità e limitazioni offerte dai tubi. Quindi si vede già subito che indipendentemente dal numero degli stadi di amplificazione, il controllo della sintonia in un apparecchio a cambiamento di frequenza si riduce alla regolazione di solo duee circuiti oscillanti.

Successivamente si è potuto con facilità sostituire i due tubi distinti con una unica valvola di struttura più complessa e che ha assunto il nome di convertitrice, cosicchè, unitamente alla realizzazione del monocomando dei due circuiti oscillanti la struttura di un moderno apparecchio a cambiamento di frequenza si presenta relativamente assai più semplice e compatta di quelal di un apparecchio ad amplificazione diretta.

A titolo di sommario confronto basti ricordare che mentre nell'apparecchio ad amplificazione diretta inizialmente citato, erano necessarie nove valvole e sei condensatori variabili da monocomandare per attuare un complesso di non più di sei circuiti accordati di sintonia compreso un filtro di banda, ricorrendo invece al circuito a cambiamento di frequenza, con lo stesso numero di valvole e due soli condensatori variabili di sintonia da monocomandare si possono realizzare ben dieci circuiti accordati compresi due filtri di banda. E' evidente il notevole guadagno di selettività ottenuto dal maggior numero di circuiti accordati, non solo ma anche il guadagno di sensibilità data la maggior efficienza ricavabile da ogni singolo stadio. Inoltre è anche da tener presente che lo stesso processo di cambiamento di frequenza consente un notevole guadagno di selettività a parità di circuiti accordati con apparecchio di tipo ad amplificazione diretta.

Data poi la possibilità di poter sfruttare in pieno il rendimento dei singoli stadi, si arriva al sorprendente risultato che un apparecchio ad amplificazione diretta a nove valvole è facilmente superato per sensibilità e selettività da un ricevitore a cambiamento di frequenza a sole sei valvole, e se ben studiato, anche da un apparecchio a sole cinque valvole.

***

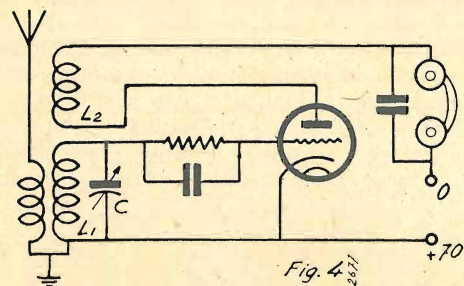
La struttura del circuito a cambiamento di frequenza è impostata su fenomeni essenzialmente semplici e per lo più noti, anche se non lasciano proprio intravvedere subito la loro parentela con tale circuito. Diremo più semplicemente che l'apparecchio a cambiamento di frequenza è nato dal semplice apparecchio a reazione, ben noto a tutti, il cui circuito di massima è illustrato in fig. 4. Tale circuito si presta egregiamente come ricevitore, quando l'accoppiamento fra il circuito di griglia e quello di placca non oltrepassa un certo determinato va-

lore. E' noto che quando l'accoppiamento fra L_1 ed L_2 oltrepassa il soprannominato valore critico, il circuito cessa di funzionare da ricevitore ed entra spontaneamente in oscillazione trasformandosi in un vero e proprio trasmettitore, per quanto piccolo. L'oscillazione che vi ha origine è ovviamente una funzione di L_1 e di C, e varierà con il variare di C entro tutta la gamma delle onde medie, posto che per una tale gamma sia stato previsto il ricevitore. Dal canto suo il circuito oscillante L_1 C è contemporaneamente sede delle oscillazioni a radiofrequenza captate direttamente dall'aereo cui è collegato, ed è noto che in tali condizioni, quando si innescano anche le oscillazioni locali si verifica nel ricevitore telefonico inserito nel circuito anodico la formazione di una frequenza acustica continua, di altezza variabile per minimi spostamenti della sintonia o dell'accoppiamento L_1 L_2.

Una tale frequenza acustica può a prima vista sembrare inspiegabile dal momento che le oscillazioni in gioco nel circuito sono comprese ambedue nel campo delle radiofrequenze, quindi assolutamente inadatte a originare da sole effetti acustici.

L'origine di una tale frequenza acustica, comunemente nota come il classico « fischiare » di un apparecchio a reazione, risiede invece nel fatto che le frequenze in gioco, pur essendo di gran lunga ultraacustiche, sono due e leggermente diverse l'una dall'altra. Esso a confrma di un principio generale di tutta la fisica è una chiara dimostrazione della formazione dei battimenti che ha luogo fra le due frequenze, le quali date le premesse non potranno mai essere o mantenersi eguali fra loro.

Infatti quelle indotte dall'aereo in corrispondenza alla sinto-

Fig. 4

nia del circuito L_1 C, sono vere e proprie oscillazioni forzate le quali si mantengono anche quando la risonanza del circuito accordato non è rigorosamente la stessa; le autooscillazioni invece hanno una frequenza la quale dipende rigorosamente dai valori del circuito oscillante, tenuto conto anche dell'effetto di mutua induzione esercitato da L_2 su L_1, cosicchè a un minimo spostamento della capacità C oppure dell'accoppiamento fra le due bobine, si ha inevitabilmente una variazione della frequenza di oscillazione. Si comprende pertanto subito come la probabilità che le due frequenze di oscillazione, quelle indotte e quelle autogenerate, possano essere o mantenrsi anch per breve tempo rigorosamente eguali e sincrone, è praticamente impossibile a meno di non ricorrere a mezzi speciali di delicata e complessa realizzazione.

Inoltre, anche ammesso che un tale caso possa verificarsi, esso si presenterà sempre come una condizione eccessivamente instabile di durata minima, cosicchè gli istanti in cui il battimento fra le due frequenze potrebbe non aver luogo, sarebbero molto rari e brevissimi, tanto più se teniamo conto che delle due oscillazioni, quella indotta dall'aereo è modulata e quindi anche per un possibile sincronismo raggiungibile si verificherà in ogni caso un battimento fra l'oscillazione locale e le bande laterali di quella modulata.

Date le caratteristiche delle due frequenze in gioco, ogni minima differenza fra le due coinciderà sempre con una frequenza dell'ordine acustico, tanto più che per minimi spostamenti della sintonia o dell'accoppiamento possiamo variare a piacere tale differenza.

A norma di una legge generale della fisica, la sovrapposizione di tali due frequenze leggermente diverse fra loro darà luogo a una oscillazione risultante assai complessa, la cui ampiezza varierà simmetricamente da un minimo a un massimo con un ritmo corrispondente alla differenza delle due frequenze in gioco. Per rendere acusticamente udibile una tale oscillazione, bisognerà in qualche modo distruggere la simmetria secondo la quale essa varia alla frequenza acustica, e ciò viene automaticamente disimpegnato dalla stessa valvola la qule oltre che come oscilltrice funziona nache da rivelatrice.

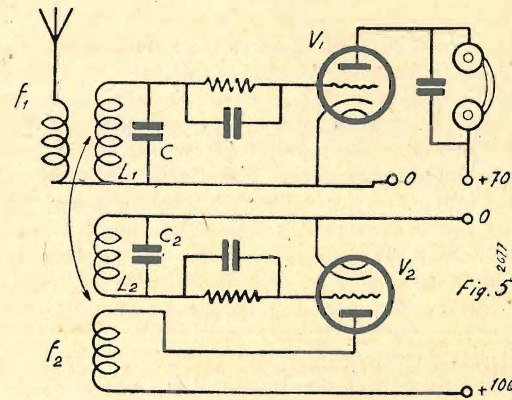



Fig. 5

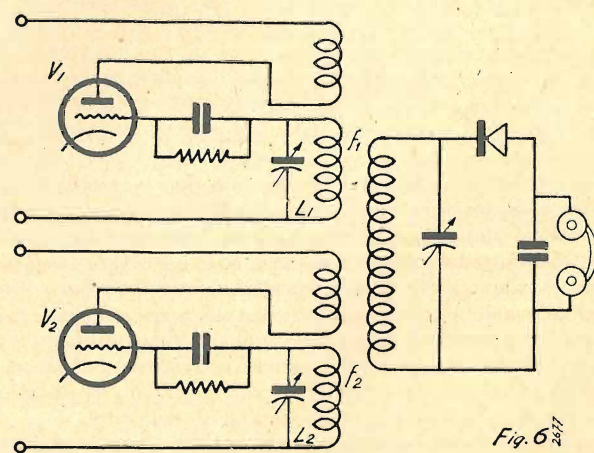
L'essenza del fenomeno può riuscire anche più evidente se ci riferiamo al circuito illustrato in fig. 5 nel quale per maggior chiarezza sono state suddivise in circuiti distinti le singole funzioni di ricevitore-rivelatore e di oscillatore.

Siano f_1 le oscillazioni indotte sulla griglia di V_1 dall'aereo ed f_2 le oscillazioni indotte sulla stessa griglia dall'oscillatore V_2.

Potremo agevolmente verificare nel circuito anodico di V_1 la presenza di una oscillazione acustica di frequenza f_1-f_2, il chè sta a dimostrare che la variazione simmetrica di ampiezza determinata dal battimento delle due oscillazioni in gioco, è stata regolarmente rivelata dallo stadio V_1.

Lo schema di massima di fig. 6 rende con ancora maggiore evidenza il processo dei battimenti quale si verifica in un normale apparecchio a reazione: abbiamo due oscillatori funzionanti rispettivamente a frequenze leggermente diverse e la cui singola azione viene indotta contemporaneamente su un terzo circuito rivelatore comune. Posto, per esempio, che V_1 oscilli a 800 Kc. e V_2 a 803 Kc., nel circuito rivelatore si manifesterà una corrente alternata alla frequenza di 3000 cicli.

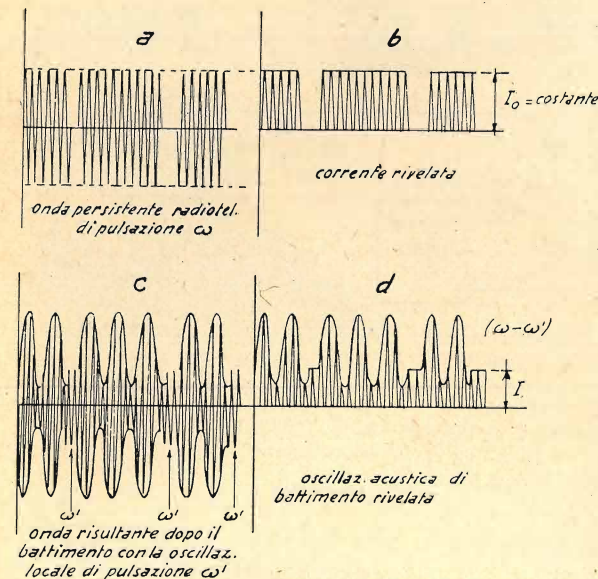
Riferendoci agli esempi citati, i quali sostanzialmente altro non ci rappresentano che uno stesso fenomeno scomposto nei suoi fattori determinanti, diremo incidentalmente che un tale

Fig. 6

circuito ha trovato la sua logica applicazione nella ricezione dei segnali telegrafici ad onde persistenti, che non abbiano subito all'atto della emissione un processo di modulazione acustica. In tal caso infatti, con un normale radioricevitore non sarebbe avvertibile alcun suono acustico atto ad individuare i segnali, poichè, anche ammesso che fosse possibile la costruzione di un equipaggiamento elettroacustico suscettibile di poter oscillare

meccanicamente alla stessa frequenza della portante radioelettrica, supporto dei segnali, ogni manifestazione acustica sarebbe assolutamente impossibile dato il valore della frequenza fisiologicamente inaudibile. Sovrapponendo invece alla portante modulata telegraficamente, una oscillazione locale tale che il risultante battimento coincida con una frequenza acustica, avremo ovviamente che la ampiezza media della corrente rivelata, anzichè essere costante (come nel caso della rivelazione della sola portante) varierà in ampiezza con lo stesso ritmo della frequenza di battimento determinando un corrispondente suono nel ricevitore telefonico.

Evidentemente il battimento ed il corrispondente segnale acustico si verificherà solo in corrispondenza ai segnali ricevuti e per tutta la loro singola durata, mentre negli intervalli fra un segnale e il successivo circolerà nel circuito rivelatore solo una componente continua dovuta alla oscillazione locale. In fig. 7, in scale assai deformate rispetto alla realtà, è riportata una rappresentazione grafica di tutto il processo:

a) rappresenta una successione di segnali telegrafici ad onde radioelettriche persistenti;

b) rappresenta quanto rimane dell'oscillazione completa dopo la rivelazione;

c) rappresenta la stessa successione di segnali telegrafici di cui in a), ai quali si siano sovrapposte le oscillazioni di un generatore locale;

d) rappresenta la stessa successione di cui in c) dopo la rivelazione.

Appare evidente come i segnali rivelati di cui in b) siano assolutamente inutilizzabili per dar luogo a una manifestazione acustica, e possono al più essere utilizzati per una azione costante e uniforme di attrazione o repulsione sull'equipaggio mobile di un qualunque equipaggio mobile elettroacustico. I segnali di cui in d) invece possono senz'altro essere individuati con un qualunque mezzo elettroacustico dato che la loro ampiezza non si mantiene più costantee come in b) ma varia bensì con un ritmo corrispondente ad una frequenza della gamma acustica, e dipendente dal valore assegnato alla frequenza dell'oscillazione locale.

Un tale sistema di ricezione sfrutta dunque il principio dei battimenti per trasformare una corrente a radiofrequenza in una altra a frequenza molto più bassa e che nel nostro caso abbiamo tutto l'interesse a far coincidere con una frequenza acustica. Nulla vieta però che regolando opportunamente il valore della oscillazione locale rispetto a quella incidente, si possa trasformare quest'ultima in un'altra oscillazione che potrebbe anche non essere acusticamente individuabile e potrebbe benissimo far parte ancora della famiglia delle onde radioelettriche.

Se, a titolo di esempio, l'oscillazione incidente del segnale ha una frequenza di 800 Kc., qualora noi provocassimo il battimento con una oscillazione locale di 798 Kc. potremo distinguere chiaramente nello stadio rivelatore una nota acustica di 650 Kc. nel circuito rivelatore non potremo più individuare segnali acustici ma ci troveremo bensì di fronte a un nuovo segnale la cui frequenza sarà ancora dell'ordine di quelle radioelettriche e in questo caso precisamente di 150 Kc., per la quale sarà opportuno predisporre un circuito oscillante corrispondentemente tarato.

Nel caso di una trasmissione telegrafica a onde persistenti non si avrebbe nessun interesse a operare una tale trasformazione inquantochè la stessa oscillazione di 150 Kc..non è acusticamente utilizzabile e pertanto si renderebbe necessario un secondo processo di battimenti per rendere il segnale acusticamente udibil. Tuttavia possiamò osservare che prima di operare questa seconda operazione di batitmento, potrebbe essere operata una efficace amplificazione del segnale così com'è alla frequenza di 150 Kc.

Vediamo così come un simile sistema di ricezione attuato inizialmente per la ricezione dei segnali telegrafici, corrisponde in pieno con i requisiti necessari e richiesti a quel determinato circuito o dispositivo atto a trasformare un'onda radioelettrica di una determinata frequenza in altra con frequenza diversa, comunque scelta a piacere.

Così, dalla semplice considerazione di un apparecchio a rea--zione e dei relativi fenomeni connessi, siamo pervenuti, quasi senza accorgerci, al principio basilare su cui è impostato il circuito a cambiamento di frequenza.

STRUTTURA GENERALE E FUNZIONAMENTO DELL'APPARECCHIO A CAMBIAMENTO DI FREQUENZA.

Visto come la sovrapposizione di una determinata oscillazione radioelettrica locale alle oscillazioni in arrivo captate da un aereo ricevente ha per risultato di operare un vero e proprio cambiamento della fequenza delle oscillazioni ricevute, vediamo quali caratteristiche dovrà avere un circuito il quale sia in grado di operare una tale trasformazione per tutte le frequenze comprese entro una determinata gamma scelta a piacere, ottemperando alla condizione che la frequenza di trasformazione sia unica e costante.

Vogliamo far presente che in realtà non è esatto parlare di trasformazione di frequenze; infatti da quanto abbiamo più sopra esaminato possiamo concludere che tutto avviene come se la frequenza incidente x *venisse trasformata in un'altra frequenza prestabilita* y, *ma in realtà quello che avviene non è una trasformazione di frequenza. E' un fenomeno che ne ha tutte le apparenze, ma intimamente è una cosa molto più complessa. Infatti noi per ottenere dalla grandezza* x *la grandezza* y, *facciamo intervenire una terza grandezza* z *la quale dovrà stare in una certa determinata relazione con la* x. *La grandezza risultante che otteniamo non è affatto una* y *ha tutte le caratteristiche della* y *ma in realtà è una grandezza molto più complessa nella qualee sono presenti le due grandezze* x *e* z *e tutte le loro possibili combinazioni, cioè la somma e la differenza. A seconda dei mezzi impiegati noi possiamo mettere in evidenza una qualunque delle grandezze e delle combinazioni che vi prendono parte. Nel nostro caso la* y *corrisponde alla differenza delle due grandezze in gioco, e noi predisponendo i circuiti per mettere in evidenza questa, asseriamo che la* x *è stata trasformata nella* y. *L'esattezza di tale asserzione è tanto più relativa se si tiene presente che per mettere in evidenza la grandezza finale alla quale si vuole giungere, è necessario un processo di rivelazione per distruggere una simmetria di forma assolutamente incompatibile con i requisiti di una frequenza. E' la selettività dei circuiti successivi alla trasformazione che finisce per distruggere ogni traccia di altre grandezze presenti e conferire al procedimento tutte le apparenze di una vera e propria trasformazione di frequenza, ma se noi ci limitiamo a considerare il puro e solo circuito che realizza il cambiamento di frequenza, a voler essere rigorosi non possiamo asserire che esso attui una vera e propria tra-trasformazione.*

Avremo anzitutto un circuito oscillante di ingresso la cui sintonia sarà suscettibile di essere variata in modo da poterci accordare su una qualsiasi delle frequenze della gamma interessata. Una volta stabilita la frequenza fissa alla quale desideriamo effettuare l'amplificazione di alta frequenza, trasformando tutte le frequenze della gamma di ricezione interessata, sarà necessario accoppiare al circuito di ingresso un oscillatore locale la cui frequenza possa essere facilmente regolata in modo che ad ogni singola oscillazione radioelettrica ricevuta corrisponda una ben determinata oscillazione locale, tale che la differenza fra le due corrisponda alla frequenza per la quale è stato predisposto l'amplificatore a sintonia fissa.

Praticamente quindi un apparecchio a cambiamento di frequenza sarà costituito in grandi linee secondo il seguente schema:

1) Un circuito oscillante di accordo d'ingresso, il quale potrà o meno essere preceduto da uno stadio preamplificatore di alta frequenza.
2) Un circuito oscillatore la cui frequenza possa essere facilmente variata entro una più o meno estesa gamma di frequenze radioelettriche.
3) Un circuito mescolatore-rivelatore ove le due oscillazioni vengano immesse contemporaneamente per dar luogo alla formazione dei battimenti necessari, e assolvente contemporaneamente alla funzione di rivelatore per rendere successivamente possibile l'amplificazione alla frequenza di battimento.
4) Un amplificatore a uno o più stadi, esattamente tarato alla frequenza fissa di battimento, frequenza che per ovvii motivi si sceglie sempre eguale alla differenza delle due frequenze in gioco.
5) Un normale circuito di rivelazione seguito da una normale bassa frequenza.

L'amplificazione ad alta frequenza vera e propria è affidata completamente all'amplificatore a sintonia fissa, noto per lo più col nome di amplificatore di media frequenza appunto per il motivo che trattasi di una frequenza intermedia fra quella radioelettrica ricevuta e la gamma delle frequenze acustiche.

Tale media frequenza ha normalmente valori che possono variare fra i 100 e i 500 Kc. risultando questi i valori più convenienti per numerosi motivi che avremo occasione di vedere più oltre. In alcuni casi eccezionali e per scopi speciali essa può avere anche valori di molto superiori, fino a 2000 Kc. e oltre.

Essa in ogni caso, dato il modesto valore delle frequenze relativamente al campo delle alte frequenze, è suscettibile di essere amplificata con facilità e stabilità anche attraverso un numero elevato di stadi senza realizzazioni troppo complesse. Vedremo d'altronde come dato l'elevatissimo rendimento che si può trarre da ogni singolo stadio grazie soprattutto alle ottime caratteristiche dei moderni tubi termoionici e dei più recenti tipi di trasformatori ad alta frequenza, normalmente è più che sufficiente un solo stadio il quale da solo consente l'impiego di ben quattro circuiti accordati assicurando una notevole selettività e una più che sufficiente sensibilità. Raramente, e solo in costruzioni eccezionali di gran classe, si usano due o al massimo tre stadii in media frequenza.

Quindi il ruolo essenziale di amplificazione in un moderno radioricevitore è affidato quasi esclusivamente alla media frequenza, la quale essendo costituita da un amplificatore a sintonia fissa offre la possibilità di realizzare un efficientissimo filtro di banda anche ad effetto variabile in modo da poter regolare la selettività a seconda del bisogno.

Corrispondendo la frequenza intermedia alla differenza fra la frequenza da ricevere e quella prodotta localmente, si ha che al variare della sintonia di entrata dovrà corrispondentemente variare anche la sintonia dell'oscillatore locale al fine di mantenere costante tale differenza.

Essendo la sintonia controllata normalmente da dei condensatori variabili, si capisce subito come indipendentemente dal numero degli stadi di amplificazione in alta frequenza, che può essere comunque elevato, (nel nostro caso si tratta di amplificazione di media frequenza) la sintonizzazione di tutto l'apparecchio dipenda esclusivamente da due soli organi, che d'altronde possono agevolmente essere monocomandati.

In fig. 8 è rappresentata schematicamente la struttura di un tale tipo di apparecchio, di cui vogliamo esaminare ora più dettagliatamente l'essenza dei vari fenomeni in gioco.

Sia f la frequenza dell'onda radioelettrica modulata che investe l'aereo ricevente e sulla quale ci sintonizziamo accordando il circuito di entrata a mezzo del condensatore variabile C. Le due induttanze L' ed L'' sono formate di poche spire (due-tre) e hanno lo scopo di realizzare un accoppiamento induttivo fra il circuito oscillante di entrata e l'oscillatore locale. (Tale accoppiamento potrebbe a rigore essere realizzato anche più semplicemente accoppiando in modo lasco fra di loro le induttanze dei due circuiti oscillanti). Sia f' la frequenza di oscillazione dell'oscillatore locale in corrispondenza a un qualunque determinato valore di accordo del circuito L_1 C_1.

Il trasformator T_m è chiamato talvolta anche filtro dato che esso serve a mettere in evidenza una sola delle due frequenze sorte dal battimento, cosa questa che avviene facilmente data la enorme differenza esistente fra dette frequenze, rispettivamente somma e differenza di due grandezze fra loro poco dissimili. L'elemento raddrizzatore R inserito nel circuito, è essenziale affinchè ai capi di T_m si possa stabilire l'oscillazione alla frequenza voluta $f_m = f - f'$ la quale nel processo di battimento esiste solo come variazione simmetrica.

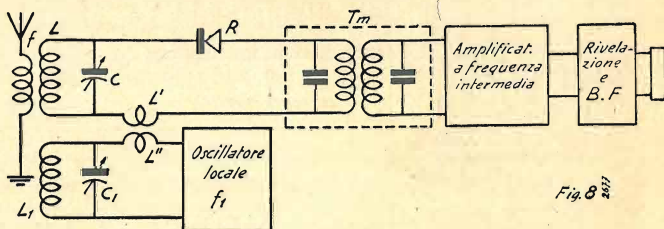



Fig. 8

Le due frequenze f ed f' sono rispettivamente vincolate alle note relazioni.

$$\omega = 2\pi f \qquad \omega' = 2\pi f'$$

ove ω ed ω' rappresentano le rispettive pulsazioni.

Ora è noto che l'espressione analitica di un radiosegnale modulato è data da:

$$a = f(t) \;\; \text{sen}(\omega t) \qquad (1)$$

dolla quale relazione, posto che

$$f(t) = B\,\text{sen}(Wt)$$

B rappresenti l'ampiezza massima dell'oscillazione modulante
A rappresenti l'ampiezza massima dell'oscillazione portante
B/A = grado di modulazione
e che sia mantenuta la condizione essenziale di modulazione:

$$f(t) \geqslant 0$$

la (1) assume la forma:

$$a = A\,(1 + m\,\text{sen}\,Wt)\,(\text{sen}\,\omega t)$$

sviluppabile secondo la:

$$a = A\,\text{sen}\,\omega t + m\frac{A}{2}\cos\,(\omega - W)\,t - m\,\frac{A}{2}\cos\,(\omega + W)\,t \quad (2)$$

(Per maggiori dettagli nell'argomento vedi mio precedentee articolo sulla modulazione).

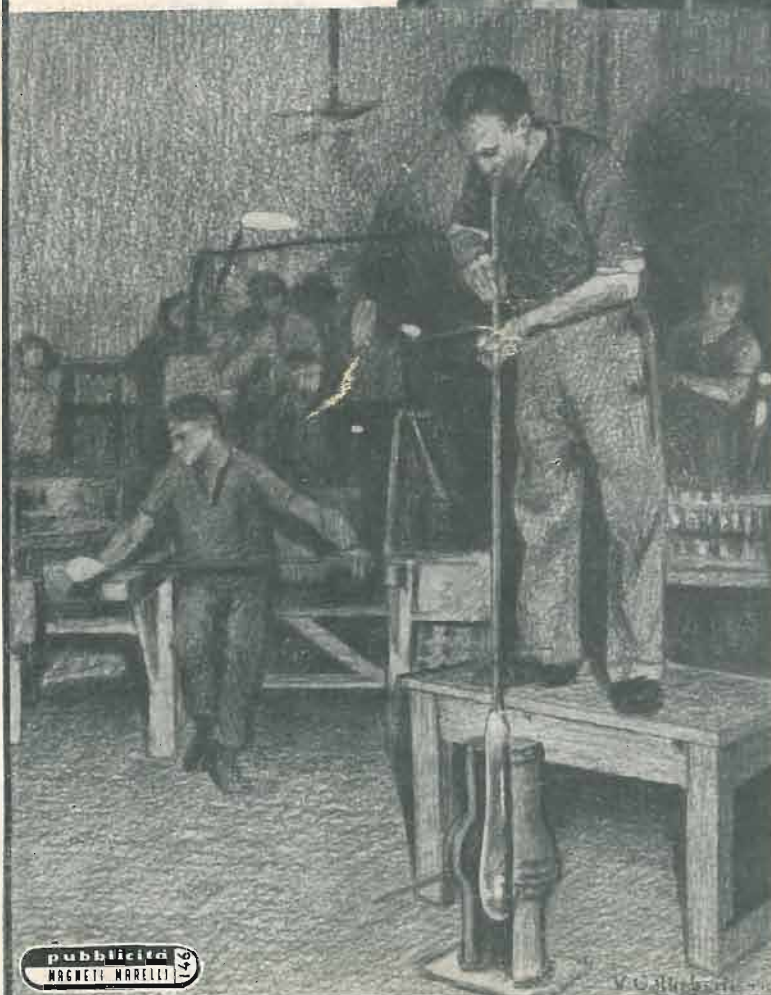
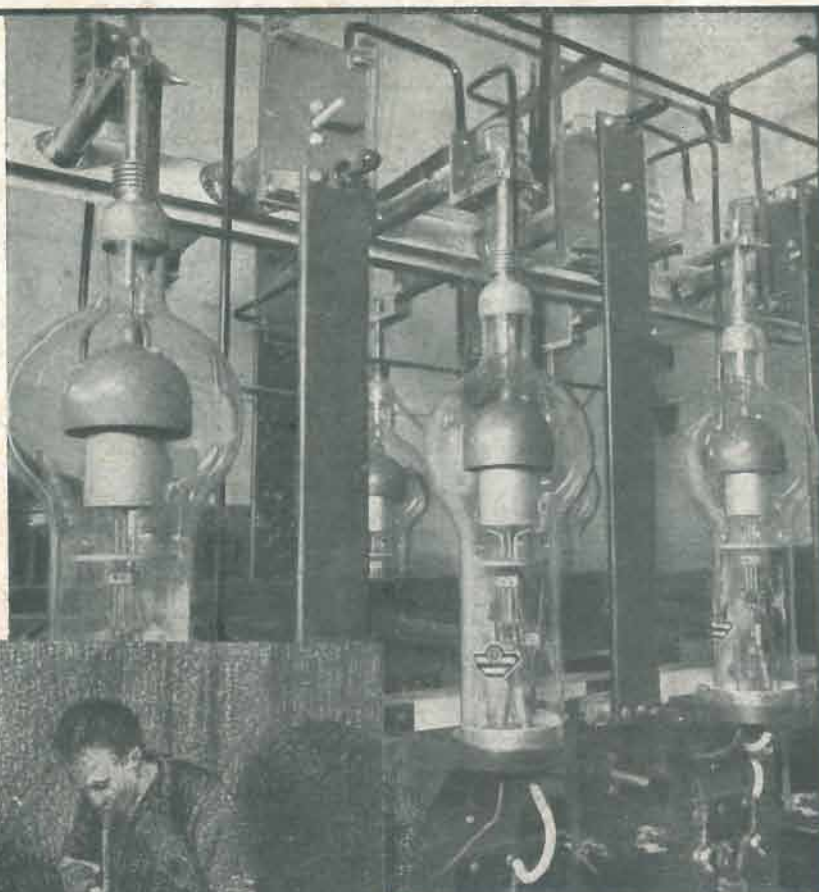
Esprimere analiticamente la sovrapposizione della oscillazione locale a quella in arrivo, a mezzo dell'accoppiamento L' L'' equivale ad aggiungere alla (2) il termine $M\,\text{sen}(\omega' t)$, quando M stia ad indicare l'ampiezza della oscillazione locale e ω' la relativa pulsazione.

(continua)

ED. « IL ROSTRO », Via Senato, 24 - Milano

Dott. ing. SPARTACO GIOVENE - *direttore resp.*

Autorizzazione Ministero Cultura Popolare N. 1744 del 7 Gennaio 1944-XXII

Tipografia STEFANO PINELLI - Milano
Via Farneti 8 - Telef. 273-955

FIVRE
VALVOLE RADIO-
ELETTRICHE E
TUBI ELETTRO-
NICI PER TUTTE
LE APPLICAZIONI
DELLE RADIO-
COMUNICAZIONI
pubblicità
MAGNETI MARELLI
146
FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE · MILANO